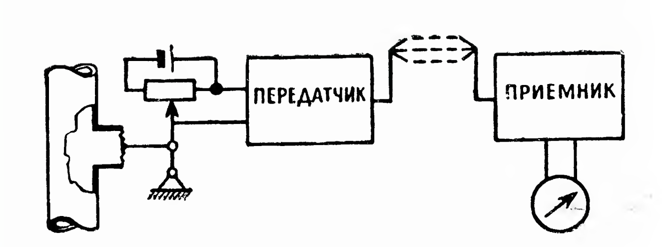
библиотека по автоматике

Р. Р. Васильев и Г. А. Шастова

Передача телемеханической информации



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 19

Р. Р. ВАСИЛЬЕВ, Г. А. ШАСТОВА

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

ЭЭ-5(4)-3

Работа представляет собой изложение основных положений теории передачи телемеханических сообщений по каналам с помехами. Рассмотрены некоторые вопросы применения методов теории информации в телемеханике. Даны инженерные методы расчета помехоустойчивости передачи дискретных и непрерывных сообщений.

Работа рассчитана на инженеров, работающих в области телемеханики, и студентов соответствующих специальностей.

Васильев Ростислав Романович и *Шастова Галина Алексеевна*

ПЕРЕДАЧА ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Редактор *Н. А. Кузнецов* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 17/VIII 1960 г. Подписано к печати 11/X 1960 г.

Т-12848 Бумага $84 \times 108^1/_{32}$ 7,4 печ. л. Уч.-изд. л. 7,6.

Тираж 15 000 экз. Цена 3 р. 80 к., с 1/I 1961 г. цена 38 коп. Заказ 2415

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Изучение процессов передачи информации по каналам с помехами в промышленной телемеханике приобретает в последние годы все большее значение. Это объясняется как увеличением дальности действия систем телемеханики, так и использованием каналов с высоким уровнем помех (высокочастотные каналы по энергосетям, радиоканалы с сильными индустриальными помехами). Изучением процессов передачи информации занимается наука, получившая название теории передачи сообщений или теории информации, важной составной частью которой являются вопросы помехоустойчивости. Математический аппарат, который использует теория передачи сообщений, довольно сложный, и это затрудняет ее изучение. Основные приложения теории информации и теория помехоустойчивости нашли в области электрической связи — телеграфии, телефонии, телевидении. Вопросы применения теории передачи сообщений к телемеханическим системам в отечественной литературе рассмотрены только в нескольких журнальных статьях.

В настоящей работе сделана попытка осветить современный подход к проблемам передачи телемеханической информации. В ней даны основные положения теории информации для применения в телемеханике, а также методы и основные результаты применения теории потенциальной помехоустойчивости к вопросам передачи сигналов телеуправления и телеизмерения. С помощью теории помехоустойчивости возможно определить степень искажения сигналов при передаче их по каналам с помехами. Эта степень искажения определяется вероятностью подавления и вероятностью образования ложных команд (в случае телеуправления) или величиной ошибки (в случае телеизмерения). Однако только величина ошибки или вероятность искажения команды хотя

и является очень важным показателем, не определяет полностью качества работы систем телемеханики. Более полно можно охарактеризовать работу телемеханических систем на базе понятий теории информации. Весьма важным при передаче информации является характер и статические свойства помех. Поэтому в первой главе дается общая характеристика, статистические характеристики и методы исследования помех.

Данная работа должна помочь инженерам-телемеханикам правильно подходить к выбору способов и параметров передачи информации, к оценке этих способов, к построению приемных устройств, обеспечивающих высокую помехоустойчивость, и т. п.

Работа рассчитана на лиц, имеющих математическую подготовку в объеме курсов технических вузов.

§ 1 и 2 первой главы и вторая глава написаны Р. Р. Васильевым, третья и четвертая — Г. А. Шастовой. Виды и характеристики помех, а также методы их исследования (§ 3, 4 гл. 1) по просьбе авторов написаны Л. Б. Венчковским.

В работе, помимо литературы, приведенной в конце брошюры, использованы работы сотрудников Института автоматики и телемеханики АН СССР В. А. Каширина, Н. В. Позина, Ю. И. Чугина и других авторов, опубликованные в журнале «Автоматика и телемеханика».

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

СПОСОБЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ И ПОМЕХИ В ТЕЛЕМЕХАНИКЕ

1. ВВЕДЕНИЕ

Передача информации в управляемых системах

Под телемеханикой понимают область техники, которая занимается вопросами управления, контроля и регулирования машинами или целыми комплексами установок на расстоянии.

Независимо от того, производит ли управление человек или машина, в любых сложных управляемых системах можно выделить ряд элементарных систем, состоящих из управляющего органа и управляемого объекта.

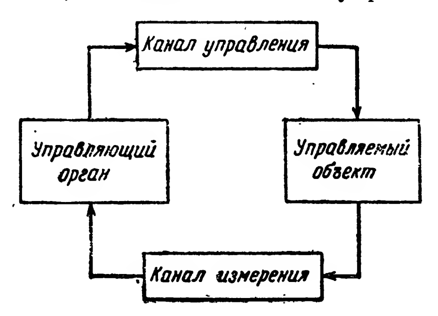


Рис. 1. Блок-схема элементарной системы управления.

Управляющий орган и управляемый объект всегда соединены между собой устройствами, называемыми каналами передачи информации или связи (рис. 1).

Процесс управления в такой системе можно условно разделить на несколько операций.

Первая операция заключается в получении информации о значениях параметров, характеризующих протекание рабочего процесса в управляемом объекте. Эта операция производится с помощью датчиков, извлекающих необходимые данные из процесса (о давлении, температуре, напряжении и т. п.).

Вторая операция заключается в передаче полученной информации в управляющий орган по одному из каналов связи, называемому каналом измерения или сигнализации.

Третья операция осуществляется в управляющем органе и заключается в сравнении параметров, характеризующих рабочий процесс в управляемом органе, с желательными в данных условиях значениями параметров. В случае рассогласования управляющий орган вырабатывает соответствующие команды, которые затем будут переданы в управляемый объект. Эта операция может производиться как машиной, так и человеком.

Четвертая операция аналогична второй и заключается в передаче командной информации в управляемый объект.

Пятая операция заключается в воздействии полученных команд на регулирующие органы управляемого объекта. При этом происходит изменение в протекаемом процессе в желаемом направлении. Эти изменения в свою очередь фиксируются датчиками, и полученная информация вновь передается в управляющий орган и т. д.

На практике все эти процессы часто происходят непрерывно.

С рассматриваемой точки зрения процесс управления осуществляется путем циркуляции информации в системе управления. Всякая потеря информации в любом месте может вызвать нарушение нормальной работы всей системы. Чаще всего потеря информации происходит в каналах связи из-за наличия всевозможных мешающих воздействий. Поэтому изучение процессов передачи информации по каналам связи в условиях помех имеет большое значение для практики.

В некоторых случаях в управляемых системах один из каналов неявно выражен. Например, при управлении механизмами автоматической телефонной станции, осуществляемом абонентом с помощью посылки импульсов

при вращении номеронабирателя, отсутствует канал измерений. Однако после того как сработают искатели на АТС и второй абонент ответит, станет ясным, правильно ли произведено соединение.

При испытаниях новых типов самолетов, ракет и в некоторых других случаях используется большое количество измерительных каналов связи и могут отсутствовать каналы передачи команд. Однако полученная по этим каналам информация будет использована при последующих доработках исследуемой аппаратуры.

Каналы передачи информации в зависимости от конкретных условий могут быть механические, пневматиче-

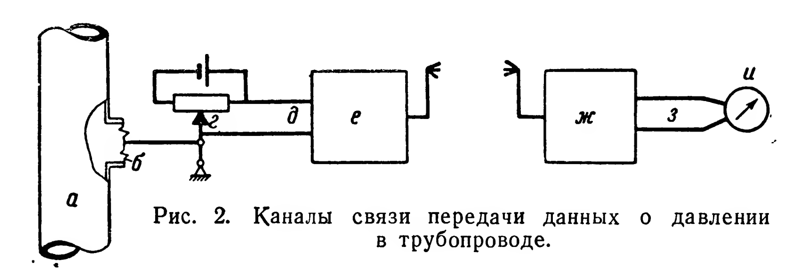


Рис. 2. Каналы связи передачи данных о давлении в трубопроводе.

ские, электрические, электромагнитные и т. д. Обычно общий канал связи образуется из нескольких частных каналов. Рассмотрим для примера радиотелеизмерительную систему передачи данных о давлении в трубопроводе (рис. 2). Информация о давлении в трубопроводе с помощью мембраны преобразуется в механическое перемещение последней. Это перемещение по механическому каналу связи (тяга) передается на потенциометр. Полученное с потенциометра напряжение постоянного тока по электрическому каналу связи (пара проводов) поступает на радиопередатчик и используется в качестве модулирующего сигнала. Далее информация о давлении передается по радиоканалу в приемное устройство, из которого вновь по электрическому каналу сигнал поступает на выходной индикатор. В данном примере наименее надежным является радиоканал связи. Именно на этом участке сигнал может подвергаться сильному действию помех. Рассмотренные частные каналы образуют один общий канал связи, так как все они используются для передачи одной и той же информации.

Приведенное выше деление общего канала на частные основано на физической природе «переносчиков» информации. Информация не может быть передана сама по себе, она должна быть тем или иным способом «нанесена» на переносчик. Переносчик с нанесенной на него информацией называют сигналом. В последующем изложении будут рассматриваться лишь электропроводные и радиоканалы связи.

Переносчиками информации в случае радиоканала будут электромагнитные колебания (радиоволны), в случае проводных каналов — ток или напряжение. Сигна-

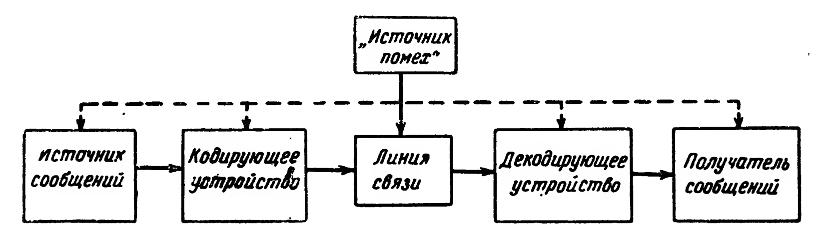


Рис. 3. Блок-схема канала связи.

лами являются модулированные высокочастотные колебания, серия модулированных импульсов и т. п.

В дальнейшем изложении будут обсуждаться различные аспекты передачи информации по каналам связи в условиях помех. Блок-схема такого обобщенного канала связи представлена на рис. 3.

Источник информации является устройством, выбирающим одно из совокупности возможных сообщений (какую-либо команду, какое-либо значение измеряемой величины и т. п.).

Передатчик является устройством, обрабатывающим сообщение и производящим сигнал, который может быть передан по каналу. Линией связи является среда, используемая для передачи сигналов передатчика (пара проводов, полоса радиочастот и т. п.). В процессе передачи на сигнал могут воздействовать шумы (помехи) и сигнал вследствие нелинейности канала может искажаться. Нелинейные искажения сигнала в принципе могут быть скомпенсированы на приемной стороне. Переходные процессы в канале связи принципиально также могут быть скорректированы на приемной стороне.

Изменения сигнала от воздействия помех, как правило, не могут быть полностью устранены.

Приемник является устройством, преобразующим принятый сигнал и восстанавливающим первоначальное сообщение. Функции приемника, таким образом, обратны функциям передатчика. Однако при наличии помех сообщение, полученное с приемника, не всегда соответствует переданному сообщению.

Получателем является устройство (или лицо), к которому поступает принятая информация.

Как будет показано ниже, информация, подлежащая передаче в системах телемеханики, может быть определенным образом количественно измерена (см. § 5). Очевидно, что канал связи должен быть спроектирован так, чтобы необходимое количество информации могло быть передано по каналу в заданное время. Другими словами, пропускная способность канала связи не должна быть меньше той скорости, с которой создается необходимая для передачи информация на входе канала. Если общий канал связи составлен из ряда частных, то очевидно, что это требование относится к каждому частному каналу связи.

2. ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ И ЕЕ ОБРАБОТКА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ

а) Общие понятия

Системы телемеханики часто представляют собой целый комплекс устройств, в который входят системы телеуправления (ТУ), телеизмерения (ТИ) и телесигнализации (ТС).

Соответственно этому сообщения и сигналы телемеханической информации могут иметь весьма разнообразный характер. Поэтому передача сообщений телемеханической информации по используемому каналу связи, в особенности в условиях помех, возможна лишь после предварительной обработки и преобразования сообщений, их кодирования и модуляции.

Все сообщения, передаваемые в системах телемеханики, можно разделить на два вида: дискретные и непрерывные. К дискретным сообщениям следует отнести прежде всего команды, передаваемые в системе управ-

ления, данные телесигнализации и дискретного телеизмерения. Математически передача дискретных сообщений эквивалентна передаче конечного набора символов. Эта передача осуществляется в так называемом дискретном канале связи, т. е. в системе, которая допускает передачу последовательности из конечного набора элементарных символов. Такими символами могут быть импульсы фиксированной амплитуды и длительности, но различной полярности, импульсы различной, но фиксированной длительности или амплитуды и т. п.

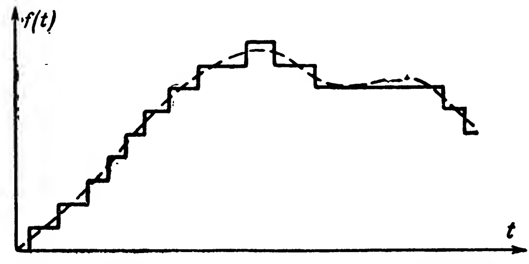


Рис. 4. Квантование непрерывных функций.

К непрерывным сообщениям можно отнести сведения о значениях контролируемых величин систем телеизмерения, если эти величины могут принимать любые (а не только дискретные) значения в заданных пределах изменения. К этой же группе относятся сигналы систем телеуправления, в которых необходима передача «плавно» изменяющихся данных (например, об угле поворота заслонки в трубопроводе). Для передачи этого вида информации необходим канал связи, допускающий передачу любого в заданных пределах значения величины (канал с непрерывной передачей). Однако на практике часто прибегают к искусственному приему, который сводит последний случай к дискретному виду передачи. Передача измеряемой величины с абсолютной точностью не только не нужна, но и теоретически невозможна, так как для этого потребовался бы канал с бесконечной пропускной способностью. Поэтому является допустимой передача измеряемой величины с некоторой конечной точностью. При этом действительное значение можно отнести к ближайшему дискретному значению и осуществлять передачу уже этого значения (рис. 4). Этот про-

цесс получил название квантования, а полученные сигналы — квантованных. В процессе квантования вносится некоторая погрешность в измеряемую величину. Вносимая погрешность эквивалентна добавлению к первоначальному сигналу некоторого другого сигнала («шума»). Ошибка, получающаяся при процессе квантования, получила название «ошибки квантования» или «шумов квантования».

Все измеряемые процессы изменяются с конечной скоростью, и информация об этих изменениях, нанесенная на электрический ток, представляет собой сигнал с ограниченной полосой частот. Ограничение полосы частот может также происходить в фильтрах, через которые эти сигналы пропускаются. Для дальнейшего изложения большую роль играет следующая теорема, впервые сформулированная В. А. Котельниковым в 1933 г.: «если функция $f(t)$ не содержит частот выше F_m *гц*, то она полностью определяется своими мгновенными значениями в моменты времени, отстоящие друг от друга на $\frac{1}{2F_m}$ *сек*».

Математическое доказательство этой теоремы читатель может найти в ряде работ [Л. 1 и 4].

Согласно этой теоремы любой сигнал с ограниченным спектром записывается в виде ряда

$$f(t)=\sum_{k=-8}^{\infty} f(k\Delta t)\frac{\sin 2\pi F_m(t-k\Delta t)}{2\pi F_m(t-k\Delta t)}, \qquad (1)$$

где $f(k\Delta t)$ — мгновенные значения функции, отсчитанные через $\Delta t=\frac{1}{2F_m}$,

Каждое слагаемое этого ряда представляет собой отклик идеального фильтра нижних частот с частотой среза F_m на узкий импульс, имеющий площадь, равную мгновенному значению функции $f(t)$ в соответствующий момент времени (рис. 5). Следует отметить, что значение ряда (1) в момент $n\Delta t$ определяется только n-м членом ряда (все остальные члены равны нулю).

Таким образом, для задания произвольной функции $f(t)$ с ограниченным спектром на интервале T необходимо задать $2F_mT$ чисел—мгновенных значений функции через интервалы $\Delta t=\frac{1}{2F_m}$.

Аналогичные результаты можно получить для функций, спектр которых заключен между частотами F_1 и F_2, а не начинается с нулевой частоты. Такой случай, например, имеет место в однополосной амплитудной модуляции. За время T для описания такой функции необходимо передать $2(F_2 - F_1)\ T$ отсчетов.

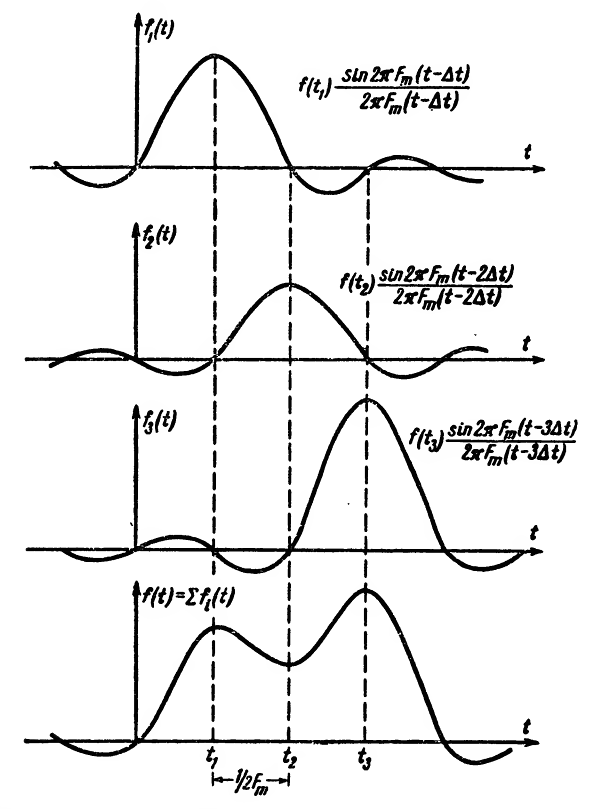


Рис. 5. Представление функции с ограниченным спектром.

Для описания функции не обязательно брать отсчеты через интервалы $\Delta t = \frac{1}{2F_m}$. Возможно брать значения функции через $\Delta t_1 = 1/F_m$ и значения ее первой производной в этих точках и т. д.

Следует подчеркнуть, что указанная операция не

означает перехода к дискретному способу передачи, так как мгновенные значения функции $f(t)$ могут принимать любые (а не только дискретные) значения.

Если же при этой операции производить еще и квантование, то передачу непрерывной функции можно свести к передаче последовательности дискретных чисел.

б) Кодирование

При передаче дискретных сообщений по каналам связи необходимо каждому сообщению поставить в соответствие определенный сигнал так, чтобы при приеме можно было однозначно восстановить переданное сообщение. Такие процессы получили название кодирования и декодирования, а устройства, с помощью которых производятся эти операции, — соответственно шифраторов и дешифраторов.

Отдельные сигналы могут различаться амплитудой, длительностью, частотой и т. д. При большом количестве сообщений используются сигналы, состоящие из некоторого количества элементарных сигналов. В телеуправлении элементарные сигналы чаще всего передаются последовательно во времени, т. е. имеет место временное разделение элементарных сигналов. Такие сигналы могут отличаться друг от друга различными признаками: амплитудой, полярностью, длительностью и т. д. В зависимости от типа признака такой код называют кодом с временным разделением элементарных сигналов и, например, полярным признаком. Если в кодовой группе используется n элементарных сигналов, каждый из которых может иметь k признаков, то максимальное число комбинаций будет равно k^n. Код, в котором используется всего два признака, математически характеризуется функцией 2^n и обычно называется двоичным. Например, двоичным является код с наличием или отсутствием отдельных элементарных сигналов. Двоичными будут также являться коды с двумя частотными признаками или код, в котором импульсы принимают два значения длительности. Следует отметить, что в настоящее время отсутствует общепринятая терминология и классификация кодов. Предлагаемая классификация и терминология, по мнению авторов, является наиболее понятной для специалистов, работающих в области как проводной, так и радиотелемеханики.

Рассмотренные коды характеризовались последовательной во времени передачей элементарных сигналов. Однако возможна одновременная передача элементарных сигналов на различных частотах. Такие коды можно назвать кодами с частотным разделением элементарных сигналов. В качестве признака при частотном разделении могут использоваться такие признаки, как наличие и отсутствие, длительность, фаза колебаний и т. д. Если число используемых признаков равно двум, то такой код является двоичным с частотным разделением элементарных сигналов. Таким кодом, например, является код, в котором команды передаются одновременной посылкой m частот из n возможных. Частным вырожденным примером такого кода может служить передача команд на одной из n частот, причем во время передачи данной команды остальные частоты не передаются. Такой код можно рассматривать также как одноимпульсный код с частотными признаками.

В рассматриваемом примере отсутствует независимая передача сигналов на различных частотах. При полной независимости передачи различных частот такую систему можно рассматривать как многоканальную (см. ниже).

При передаче по каналу с помехами отдельные элементарные сигналы подвергаются искажениям и могут быть ошибочно приняты. Если используются все возможные комбинации элементарных сигналов для передачи различных команд, то любое искажение приводит к образованию другой команды. Для того чтобы уменьшить возможность такого события, отдельные кодовые комбинации должны существенно отличаться друг от друга. Таким образом, при передаче по каналу, в котором приходится считаться с искажениями из-за воздействия помех, встает задача построения таких комбинаций, которые не могли бы быть приняты за другие, если произошли искажения одного, двух или более элементарных сигналов. Аналогичная задача возникает, если учитывать возможные искажения, возникающие при неправильной работе шифратора и дешифратора.

Для того чтобы при двоичном коде при искажении одного элементарного сигнала в кодовой комбинации не произошло образования ложного сигнала, необходимо, чтобы различные комбинации отличались двумя или

более элементарными сигналами. Тогда при единичном искажении кодовая группа превращается в неиспользуемую комбинацию и в системе телемеханики происходит так называемый защитный отказ. Такой способ кодообразования широко применяется на практике. Примерами могут служить двоичный код с защитой по постоянному числу импульсов, обладающих одним признаком, код с четным или нечетным числом импульсов и т. д. При таких способах передачи искажение одного элементарного символа приводит к подавлению команды. Существуют коды, в которых одиночная ошибка может быть не только обнаружена, но и исправлена, т. е. восстановлено передаваемое сообщение, а также коды, допускающие обнаружение и исправление нескольких ошибок (принципиальные теоретические положения возможности построения таких кодов рассматриваются в гл. 2).

в) Модуляция

Как уже отмечалось выше, для передачи информации по каналу связи последняя должна быть нанесена на переносчик. Процесс нанесения информации заключается в изменении того или иного параметра переносчика. Этот процесс получил название модуляции.

В качестве переносчика информации часто используют синусоидальное напряжение

$$u(t) = u_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{2}$$

Пусть с помощью такого переносчика нужно передавать значения некоторой телеизмеряемой величины $\lambda = \lambda(t)$, которая может изменяться в пределах от $-\frac{1}{2}$ до $+\frac{1}{2}$.

Если изменять амплитуду синусоидального напряжения, то будет получена амплитудная модуляция. Сигнал при этом может быть записан в виде

$$u(t)_{\text{АМ}} = u_m \left[\frac{1}{2} + \lambda(t)\right] \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{3}$$

При воздействии на частоту синусоидального напряжения получается частотная модуляция, при которой сигнал имеет вид

$$u(t)_{ЧМ} = u_m \sin\{[\omega_0 + 2\omega_д \lambda(t)] + \varphi_0\},\qquad (4)$$

где $\omega_д$ — величина максимального отклонения частоты (девиация), и, наконец, при воздействии на фазу колебаний получается фазовая модуляция

$$u(t)_{ФМ} = u_m \sin[\omega_0 t + 2\varphi_д \lambda(t)],\qquad (5)$$

где $\varphi_д$ — максимальное изменение фазы колебаний.

В случае использования в качестве переносчика информации периодической последовательности импульсов возможны следующие разновидности воздействия на последовательность импульсов. Можно воздействовать

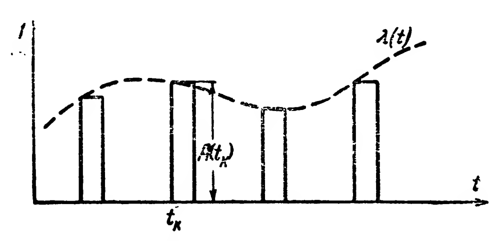


Рис. 6. Амплитудно-импульсная модуляция.

на амплитуду импульса и получить так называемую амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ). Значение амплитуды импульса, передаваемого в момент $t_к$, равно $A(t_к) = \frac{1}{2} + \lambda(t_к)$ (рис. 6). Существуют две разновидности АИМ, отличающиеся друг от друга тем, что в одном случае импульс имеет строго прямоугольную форму, а во втором вершина импульса повторяет форму

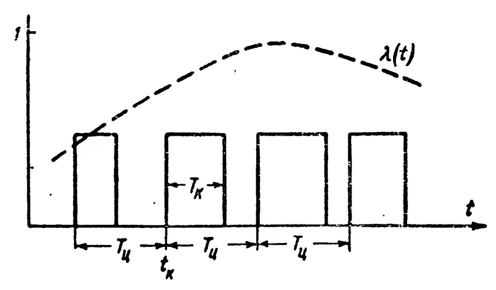


Рис. 7. Широтно-импульсная модуляция.

модулирующего напряжения. При большой скважности эти обе разновидности практически эквивалентны.

Модулирующим напряжением $\lambda(t)$ можно менять ширину импульса (рис. 7) от величины $t_{мин}$ до $t_{макс}$ (широтно-импульсная модуляция — ШИМ). Длительность импульса, передаваемого в момент $t_к$ при ШИМ, будет равна:

$$T_к = t_{мин} + \left[\frac{1}{2} + \lambda(t_к)\right](t_{макс} - t_{мин}).$$

Существуют две разновидности широтно-импульсной модуляции. При ШИМ-1 в зависимости от $\lambda(t)$ изменяется положение только заднего фронта импульса, а при ШИМ-2 — положение и переднего и заднего фронта. Напряжением $\lambda(t)$ можно влиять на положение импульса на оси времени, оставляя форму импульса неизменной. Сдвиг $\Delta t_к$ импульса, передаваемого в момент $t_к$, относительно тактовых точек будет равен $2t_{макс}\lambda(t_к)$. Такой вид модуляции получил название время-импульсной (ВИМ) (рис. 8). С помощью напряжения $\lambda(t)$ можно менять частоту следования импульсов (частотно-импульсная модуляция — ЧИМ) (рис. 9). При изменении $\lambda(t)$ от $-\frac{1}{2}$ до $+\frac{1}{2}$ частота следования импульсов обычно линейно меняется от $F_{мин}$ до $F_{макс}$. Существуют две разновидности частотно-импульсной модуляции. При ЧИМ-1 длительность импульса остается постоянной, а изменяется расстояние между импульсами. Другими

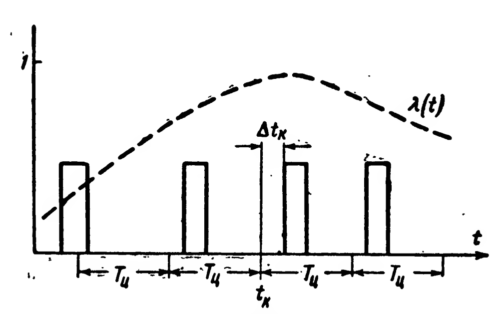


Рис. 8. Время-имульсная модуляция.

словами можно сказать, что при ЧИМ-1 с изменением частоты следования меняется скважность, т. е. отношение интервала между импульсами к длине импульса. При ЧИМ-2 при изменениях $\lambda(t)$ меняется частота следования импульсов при неизменной скважности.

Наконец, следует остановиться еще на одном виде импульсной модуляции, получившей название кодово-импульсной (КИМ). Под КИМ понимают, точнее говоря, не вид модуляции, а способ передачи отдельных значений непрерывного сообщения кодом обычно с основа-

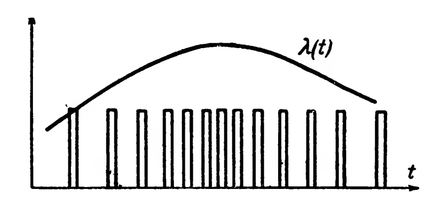


Рис. 9. Частотно-импульсная модуляция.

нием, равным двум. При КИМ передаваемая величина подвергается квантованию с требуемой точностью, а затем каждому квантованному уровню ставят в соответствие определенную кодовую комбинацию импульсов; например, передачу любого из 16 квантованных уровней можно осуществить с помощью четырех двоичных посылок ($2^4=16$). Обычно эти посылки соответствуют номеру уровня, записанному в двоичном исчислении (табл. 1).

При КИМ сигнал может передаваться или непосредственно в линию связи, или быть использован в качестве модулирующего напряжения для другого вида модуляции, например амплитудной или частотной. Аналогично такая двойная модуляция получается при передаче по высокочастотному каналу импульсов, получающихся, например, при широтно-импульсной модуляции. Такие системы передачи с двойной модуляцией могут быть названы КИМ-АМ, КИМ-ЧМ, ШИМ-АМ, ШИМ-ЧМ соответственно (рис. 10).

Для передачи по каналу связи нескольких сообщений одновременно (управление несколькими агрегатами, измерение нескольких величин и т. п.) обычно используют многоканальные системы связи, в которых на прием-

Таблица 1

№ уровня	Запись в двоичной форме	Вид сигнала
0	0 0 0 0	
1	0 0 0 1	
2	0 0 1 0	
3	0 0 1 1	
4	0 1 0 0	
5	0 1 0 1	
6	0 1 1 0	
7	0 1 1 1	
8	1 0 0 0	
9	1 0 0 1	
10	1 0 1 0	
11	1 0 1 1	
12	1 1 0 0	
13	1 1 0 1	
14	1 1 1 0	
15	1 1 1 1	

ной стороне по определенным признакам производится рассортировка сигналов по своим каналам. На практике наибольшее распространение получили многоканальные системы с частотным или временным разделением каналов. В первом случае для передачи каждого сообщения отводится определенный частотный диапазон в общей полосе канала связи и разделение сигналов на приемной стороне производится с помощью частотных фильтров (рис. 11). Во втором случае применяется поочередная передача сообщений отдельных каналов, осуществляемая с помощью устройства, называемого распределителем или коммутатором. На приемной стороне с помощью аналогичного коммутатора, работающего синхронно и синфазно с передающим, производится рассортировка сообщений по отдельным каналам (рис. 12).

Сигналы синхронизации коммутатора обычно замешивают в общий сигнал и передают по одному и тому же каналу. На практике сложные системы строятся комбинированными — с частотным и временным разделением каналов.

Теоретически эффективность систем с частотным и временным разделением каналов одинакова. Действительно, в системе с частотным разделением N каналов в полосе каждого канала, равного $\Delta f/N$, за время T

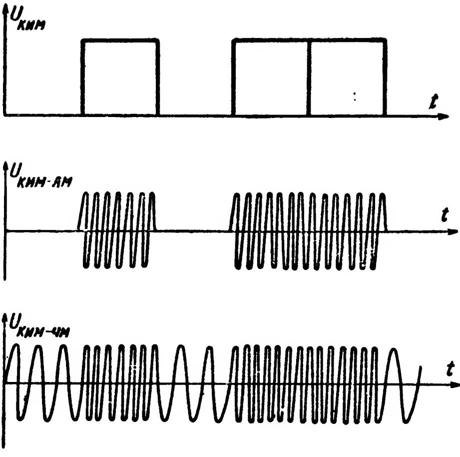


Рис. 10. Двойная модуляция.

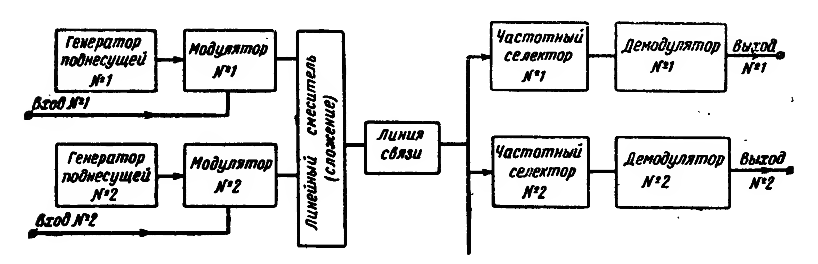


Рис. 11. Многоканальная система с частотным разделением.

можно передать $2\Delta f T/N$ чисел. Для всех каналов число переданных чисел будет равно $2\Delta f T$. В системе с временным разделением каналов для передачи по каждому каналу отводится время T/N. Следовательно, по каждому каналу может быть передано $2\Delta f T/N$ чисел, а по всем N каналам $2\Delta f T$ чисел, т. е. столько же, сколько в системе с частотным разделением каналов. Практические преимущества того или иного вида разделения определяются техническими средствами реализации и местными условиями работы системы.

При передаче сигналов в многоканальных системах обычно используются сложные (двойные и тройные) виды модуляции.

В системах с временным разделением каналов на первой ступени часто используется один из видов импульсной модуляции. Напряжение, снимаемое с коммутатора, может непосредственно подаваться на приемное устройство или этим напряжением может модулироваться высокочастотный генератор (несущая). В послед-

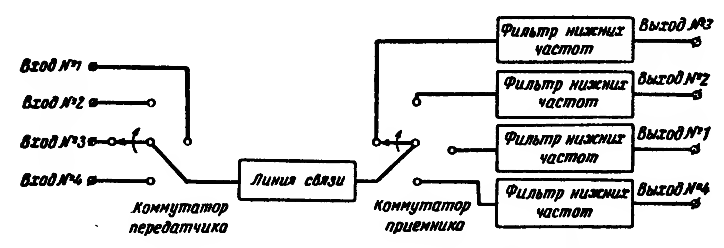


Рис. 12. Многоканальная система с временным разделением.

нем случае получается двойная модуляция. Например, если в отдельных каналах используется ШИМ, а несущая модулируется по частоте, то получается модуляция, обозначаемая ШИМ-ЧМ.

Сложные виды модуляции получаются и в системах с частотным разделением каналов. Например, в многоканальной системе телеизмерения, в которой сигналами $\lambda(t)$ модулируются по частоте синусоидальные напряжения (поднесущие), а суммарный сигнал модулирует несущую также по частоте, модуляция обозначается ЧМ-ЧМ.

Отметим, что последние буквы указывают на способ модуляции несущей, а первые — на способ модуляции в отдельных каналах системы.

3. ВИДЫ ПОМЕХ

По характеру помехи принято разделять на импульсные, флуктуационные и помехи синусоидального типа, состоящие из одного или конечного числа синусоидальных колебаний.

Отличительной особенностью импульсных помех является отсутствие наложений переходных процессов от помех на выходе приемного устройства. В общем случае импульсные помехи представляют последователь-

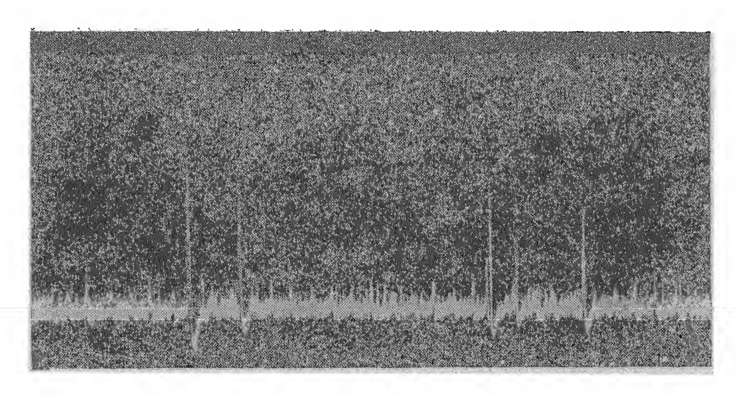


Рис. 13. Помехи в электрической сети 6 *кв* ($f_н = 60$ *кгц*, $\Delta f = 10$ *кгц*).



Рис. 14. Помехи в ЛЭП 400 *кв* ($f_н = 50$ *кгц*, $\Delta f = 2{,}5$ *кгц*).

ность импульсов произвольной формы со случайными амплитудой, длительностью и моментом появления (рис. 13). В том случае, когда переходные процессы от воздействия отдельных импульсов накладываются друг на друга в большом количестве, помехи становятся флуктуационными (рис. 14). Характерной особенностью этого класса помех, называемых иногда гладкими, является практически отсутствие выбросов, превышающих средний уровень более чем в 3—4 раза.

Известно, что длительность переходного процесса обратно пропорциональна ширине полосы пропускания приемного устройства, поэтому очевидно, что и характер помех также зависит от ширины полосы. Одни и те же помехи могут быть импульсными для систем широкополосных и в то же время флуктуационными в узкополосных системах. Расчеты показывают, что мощность флуктуационных помех изменяется пропорционально полосе, а импульсных — квадрату полосы пропускания (для напряжений соответственно — $\sqrt{\Delta f}$ и Δf).

Между импульсными и флуктуационными помехами имеется промежуточная область, когда помехи нельзя

отнести ни к тому, ни к другому классу, а также могут быть случаи, когда в телемеханическом канале одновременно существуют помехи как импульсные, так и флуктуационные.

Помехи по их происхождению принято разделять на индустриальные (или промышленные) и атмосферные.

Как те, так и другие помехи обусловлены определенными источниками электромагнитных колебаний и поэтому считаются активными. Существуют также помехи, проявляющиеся в случайном изменении параметров канала связи, например за счет ухудшения условий распространения радиоволн. Такие помехи называются пассивными.

Индустриальные помехи создаются разнообразными электрическими установками. В первую очередь они связаны с коммутационными процессами, сопровождающимися искрообразованием: при включении и выключении двигателей, участков электросети, электросварочных аппаратов, электро- и автотранспорта и т. п. В диапазоне метровых волн высокий уровень помех связан с разнообразными высокочастотными устройствами для закалки и плавки металла, медицинскими аппаратами ВЧ-терапии и т. п.

В проводных каналах воздушных линий связи помехи появляются за счет наводок от линий высокого напряжения, мощных радиостанций и электрических установок. Воздушная линия играет в этом случае роль антенны. Кроме того, помехи проникают в телемеханическую аппаратуру через питающую сеть.

В многоканальных системах из-за несовершенства аппаратуры возникают перекрестные помехи. При малом числе каналов они могут обладать свойствами, присущими передаваемым сигналам. Однако при значительном числе каналов перекрестные помехи по своему характеру приближаются к флуктуационным с нормальным законом распределения амплитуд.

Атмосферные помехи обусловлены в основном молниевыми разрядами, которые характеризуются напряжениями порядка десятков киловольт и токами в несколько десятков тысяч ампер. Каждый разряд создает мощный импульс, энергия которого распределена в широком спектре частот. Разряды происходят хаотически во времени и одновременно во многих участках атмос-

феры, поэтому атмосферные помехи носят случайный характер со случайным появлением отдельных всплесков. По своей структуре эти помехи нельзя отнести ни к чисто флуктуационным, ни к чисто импульсным. Атмосферные помехи могут возникать также за счет электризации частиц, находящихся в атмосфере, при трении их друг о друга и о поверхность антенны.

Существует также группа помех космического происхождения. Такие помехи связаны с радиоизлучением солнца и планет, мерцанием звезд и т. п. Они проявляются главным образом в сантиметровом диапазоне.

Основная энергия как индустриальных, так и атмосферных помех сосредоточена в низкочастотной части спектра, т. е. в диапазоне длинных и средних волн. Однако в ряде случаев их мешающее действие проявляется и в диапазоне метровых волн.

Помехи в радиоканалах исследованы довольно подробно благодаря работам, проводимым в радиовещании, радиолокации и телевидении. Этот материал может быть использован и для телемеханики.

Помехи в проводных каналах, обусловленные разнообразными наводками, как правило, носят флуктуационный характер. Уровень их заметно падает с ростом частоты и в диапазоне частот до нескольких сотен килогерц обычно не превосходит несколько милливольт в полосе 5 *кгц*.

Значительно больший уровень помех существует в каналах телемеханики по высоковольтным линиям электропередачи (ЛЭП), где помехи возникают за счет коронирования проводов и коммутационных процессов на линии. Уровень помех зависит от частоты, величины напряжения 50 *гц* и в значительной степени от погоды. Так, например, на линии 220 *кв* при среднем уровне помех 100 *мв* (в полосе 5 *кгц*) в дождливую погоду происходит возрастание уровня до 200 *мв,* а в сильную грозу — вплоть до 1 *в*. Характер помех в ЛЭП, как видно из рис. 14, флуктуационный, однако их интенсивность меняется синхронно с частотой 50 *гц*.

В линиях электропередач постоянного тока помехи связаны с плохой фильтрацией промышленной частоты в многофазных ртутных выпрямителях. Гармонические составляющие промышленной частоты 50 *гц* создают при этом уровень помех порядка десятков милливольт.

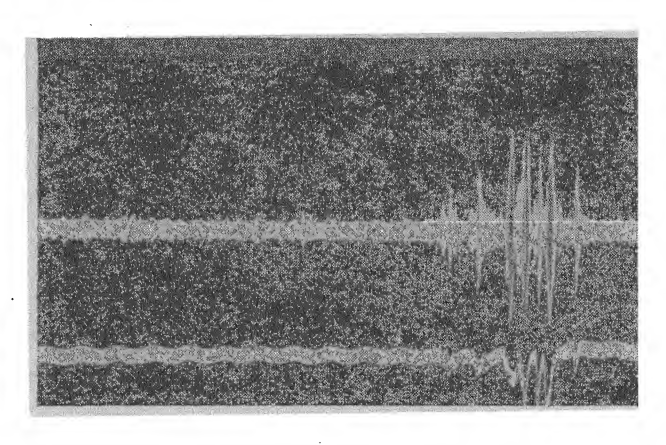


Рис. 15. Помехи от электросварки ($f_н = 35$ *кгц*, $\Delta f = 200$ *гц*).

В таких линиях при движении электротранспорта создаются мощные импульсные помехи в момент нарушения контакта между проводом и пантографом. Спектр таких помех простирается до нескольких мегагерц.

Особый интерес для телемеханики представляют помехи в силовых сетях напряжением 380 *в*—35 *кв*. Эти сети благодаря своей повсеместности и разветвленности начинают применяться в качестве каналов телемеханики и телефонной связи в ряде отраслей народного хозяйства. К линиям такого типа подключено большое число разнообразных электрических установок, создающих высокий уровень помех. Наибольшие помехи возникают при работе сварочных аппаратов в сети 380 *в*. В полосе 10 *кгц* в диапазоне 30—80 *кгц* всплески помех от сварки достигают сотен милливольт (рис. 15). Несколько меньший уровень импульсных помех создается при включении и выключении мощных электродвигателей (рис. 16) и при прочих коммутационных процессах.

Характерной особенностью помех в силовых сетях является падение их уровня с ростом частоты.

В низкочастотной части диапазона, вплоть до 10 *кгц*, высокий уровень помех обусловлен гармоническими составляющими промышленной частоты 50 *гц*. На рис. 17 представлена типичная спектральная картина такого типа помех в сети 380 *в*, полученная с помощью узкополосного анализатора спектра. Как видно из рисунка,

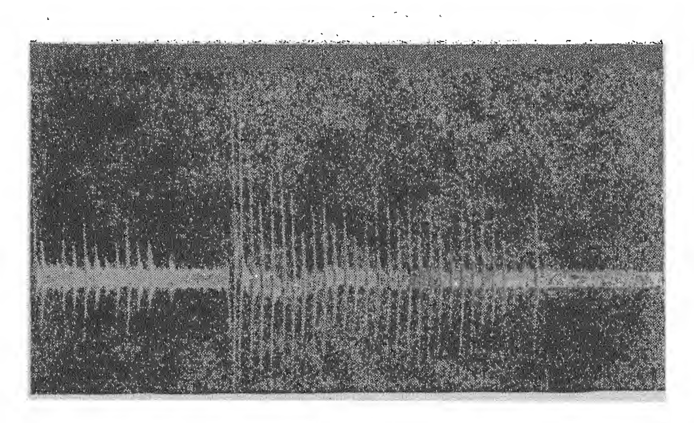


Рис. 16. Включение асинхронного двигателя мощностью 500 *ква* на линии 6 *кв* ($f_{н}$ = 100 *кгц*, Δf = 200 *гц*).

в u

1,5

1,0

0,5

f

150 450 750 1050 1350 1650 1950 2250 2550 2850 3150 гц

Рис. 17. Уровень помех в сети 380 *в* за счет гармонических составляющих частоты 50 *гц*.

в спектре присутствуют только нечетные гармоники и ослаблены гармоники, кратные трем. С повышением частоты избирательного усилителя характер помех становится флуктуационным.

При дальнейшем увеличении частоты (при полосе 5 *кгц*, начиная с 30 *кгц*) помехи становятся импульсными. Как видно из рис. 13, импульсы помех следуют довольно периодически с частотой 100 *гц*. На осциллограмме также заметны импульсы несколько меньшей амплитуды, соответствующие помехам с двух других фаз. За счет коммутационных процессов появляются редкие импульсы большей амплитуды.

4. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХ И МЕТОДЫ ИХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

а) Основные определения

Как импульсные, так и флуктуационные помехи в каналах телемеханики представляют случайный процесс, который может быть описан некоторыми усредненными вероятностными характеристиками. Основным понятием, с которым при этом приходится оперировать, является понятие вероятности наступления события.

Под вероятностью наступления события A понимают устойчивое значение частоты появления этого события при достаточно большом числе испытаний, т. е. среднюю частоту наступления события A.

Рассмотрим для примера импульсный случайный процесс, причем будем предполагать, что амплитуды импульсов могут принимать только дискретные значения. При этом можно говорить о вероятности появления каждого значения амплитуды, которая определяется как отношение числа импульсов m данной амплитуды к общему числу импульсов за одно и то же время. Если относительная частота появления i-й амплитуды становится устойчивой при большом числе n, то отношение $\frac{m}{n}$ называют вероятностью появления i-го события. При этом случайный процесс описывается дискретным набором вероятностей, т. е. дискретным распределением вероятностей.

Непрерывные процессы характеризуются непрерывным распределением плотности вероятностей, которое

в случае анализа амплитудного распределения позволяет определить, как будет показано ниже, вероятность того, что случайное напряжение окажется в отрезке x_0, $x_0+\Delta x$ при $\Delta x \to 0$ (см. рис. 18).

Существует два метода исследования случайных процессов. Первый из них основан на усреднении данных о случайном процессе по времени. Статистические характеристики определяются в результате длительного наблюдения случайного процесса. Время усреднения T должно быть достаточно большим так, чтобы его даль-

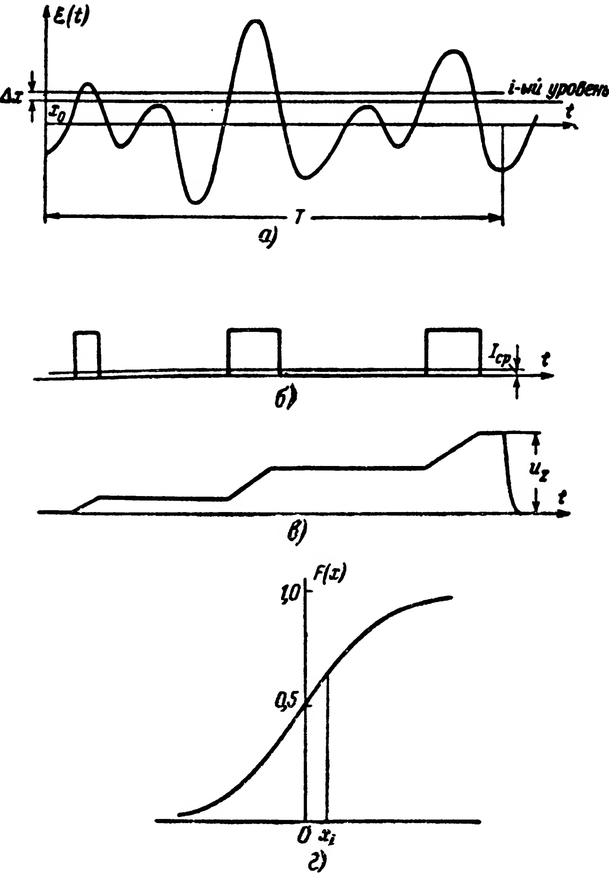


Рис. 18. Построение интегрального закона распределения плотности вероятностей амплитуд случайного процесса.

нейшее увеличение не изменяло результатов измерения. Этот метод можно представить себе в следующем виде. Осциллограмма шумового напряжения разбивается на ряд уровней, и подсчитывается время превышения этим напряжением каждого уровня. Отношение суммарных значений времени превышения каждого уровня к общему времени наблюдения даст вероятности превышения этих уровней.

Второй метод носит название усреднения по множеству реализаций случайного процесса. В этом случае предполагается, что значения многих реализаций случайного процесса в один и тот же момент фиксируются на выходе большого числа одинаковых систем (например, приемников).

Вероятность превышения уровня подсчитывается при этом как отношение числа реализаций, превышающих этот уровень, к общему числу реализаций. Вопрос о степени усреднения в этом случае сводится к выбору необходимого числа одновременно включенных систем. Число их считается достаточным, если его дальнейшее увеличение не изменяет результатов.

На практике статистические характеристики случайного процесса определяются посредством усреднения по времени, однако при математической обработке данных о случайном процессе удобнее пользоваться вторым методом. Случайный процесс носит название стационарного, если его характеристики не зависят от положения начала отсчета времени. В дальнейшем изложении будем предполагать, что помехи представляют случайный стационарный процесс, в противном случае будут сделаны дополнительные оговорки.

б) Функции распределения

Случайный процесс характеризуется функциями распределения. Наиболее простой из них является функция распределения плотности вероятностей амплитуд первого порядка $F(x)$, часто называемая интегральным законом распределения амплитуд. Численное значение $F(x_0)$ равно вероятности того, что случайное напряжение окажется ниже определенного уровня x_0. Эта функция позволяет судить о динамическом диапазоне случайного процесса и о вероятности его нахождения в любых пределах.

Для импульсного случайного процесса определение функции распределения амплитуд заключается в подсчете за время T числа импульсов n_k превышающих данный уровень k. Вероятность превышения k-го уровня P_k подсчитывается как отношение n_k - к общему числу импульсов n за время T, а значение

$$F(x_k) = \frac{n - n_k}{n} = 1 - P_k. \qquad (6)$$

Для флуктуационных помех определение вероятности того, что случайное напряжение окажется выше уровня x_k, можно осуществить путем подсчета суммарного времени превышения этого уровня $\Sigma\Delta t$:

$$P[\xi(t) \geqslant x_k] = P_k \cong \frac{\Sigma\Delta t}{T}. \qquad (7)$$

Вероятность того, что $\xi(t)$ окажется ниже x_k, запишется в виде

$$F(x_k) = 1 - P_k. \qquad (8)$$

Произведя подсчет значений вероятности для ряда уровней, легко построить кривую $F(x)$ (рис. 18). Производная функции распределения амплитуд непрерывного случайного процесса

$$\frac{dF(x)}{dx} = p(x) \qquad (9)$$

представляет собой плотность вероятностей. Кривая $p(x)$ часто называется дифференциальным законом распределения.

Вероятность того, что случайная величина заключена в пределах x_1, x_2, записывается как

$$P[x_1 < \xi(t) \leqslant x_2] = F(x_2) - F(x_1) = \int_{x_1}^{x_2} p(x)\,dx. \qquad (10)$$

Интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\,dx = 1$ представляет условие нормирования кривой распределения.

Кроме распределения амплитуд, важными характеристиками случайного процесса $\xi(t)$ являются также распределение длительностей выбросов, превышающих уровень x_k, и интервалов между ними.

в) Нормальный закон распределения

Большое значение при исследовании помех имеет так называемое нормальное распределение, плотность вероятности для которого записывается в виде

$$p(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\,e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}} \qquad (11)$$

и зависит всего лишь от двух параметров: σ и a.

В статистической теории случайных процессов доказывается, что нормальный закон распределения получается всегда при наложении большого числа независимых воздействий. Так, например, этому закону подчиняются флуктуации тока, обусловленные неравномерностью

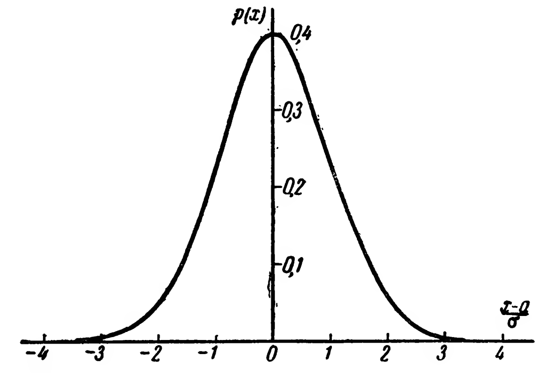


Рис. 19. Кривая плотности вероятностей амплитуд нормального распределения.

эмиссии электронов с катода электровакуумных ламп или хаотическим тепловым движением электронов в проводниках. Даже распределение суммы большого числа независимых синусоидальных напряжений приближается к нормальному. Большинство флуктуационных помех в каналах связи имеет нормальное распределение амплитуд, так как представляет собой наложение большого числа хаотических независимых импульсов. Свойства нормального случайного процесса исследованы наиболее подробно. В табл. 2 приведены значения для нормированного ($\sigma=1$) интегрального и дифференциального распределения, а на рис. 19—кривая $p(x)$, построенная относительно нормированной разности $\frac{x-a}{\sigma}$.

Таблица 2

$$F(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{t^2}{2}}dt;\quad p(x)=F'(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{x^2}{2}}$$

x	$F(x)$	$p(x)$	x	$F(x)$	$p(x)$
0,0	0,50000	0,39894	2,0	0,97725	0,05399
0,1	0,53983	0,39695	2,1	0,98214	0,04398
0,2	0,57926	0,39104	2,2	0,98610	0,03547
0,3	0,61791	0,38139	2,3	0,98928	0,02833
0,4	0,65542	0,36827	2,4	0,99180	0,02239
0,5	0,69146	0,35207	2,5	0,99379	0,01753
0,6	0,72575	0,33322	2,6	0,99534	0,01358
0,7	0,75804	0,31225	2,7	0,99653	0,01042
0,8	0,78814	0,28969	2,8	0,99744	0,00792
0,9	0,81594	0,26609	2,9	0,99813	0,00595
1,0	0,84134	0,24197	3,0	0,99865	0,00443
1,1	0,86433	0,21785	3,1	0,99903	0,00327
1,2	0,88493	0,19419	3,2	0,99931	0,00238
1,3	0,90320	0,17137	3,3	0,99952	0,00172
1,4	0,91924	0,14973	3,4	0,99966	0,00123
1,5	0,93319	0,12952	3,5	0,99977	0,00087
1,6	0,94520	0,11092	3,6	0,99984	0,00061
1,7	0,95543	0,09405	3,7	0,99989	0,00042
1,8	0,96407	0,07895	3,8	0,99993	0,00029
1,9	0,97128	0,06562	3,9	0,99995	0,00020

Функция $p(x)$ имеет один максимум в точке, носящей название «моды», при $x=a$, равный:

$$p_{\text{макс}}=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}. \tag{12}$$

Вероятность того, что x не превышает 3σ, равна 0,997, т. е. можно считать, что случайная величина, распределенная по нормальному закону, практически не выходит за пределы $\pm 3\sigma$. Параметр σ определяет степень отклонения x от его среднего значения. Чем больше σ, тем больше разброс, и наоборот.

Интегральный закон для нормального распределения выражается формулой

$$F\left(\frac{x-a}{\sigma}\right)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}dx. \tag{13}$$

Функция $F(x)$ монотонно возрастающая; при $x=0$; значение $F(x)$ равно $1/2$. Сумма значений этой функции в двух точках, расположенных симметрично относительно начала координат, всегда равна 1.

г) Числовые характеристики случайного процесса

Законы распределения дают довольно полное представление о случайном процессе, однако часто бывает нужным знать о случайной величине меньше, а именно: иметь некоторые числовые характеристики, дающие в концентрированном виде сведения о случайном процессе. Такими числовыми характеристиками являются моменты распределения различных порядков. Они определяются по формуле

$$m_k = \int_{-\infty}^{\infty} x^k p(x)\, dx. \qquad (14)$$

Моменты распределения аналогичны моментам твердого тела, известным из физики: центр тяжести, момент инерции и т. д. Наибольшее значение для описания случайного процесса имеют первые два момента. Первый начальный момент (так как подсчитывается относительно начала координат)

$$m_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x)\, dx \qquad (15)$$

носит название среднего значения случайной величины и представляет собой центр тяжести кривой распределения. Для нормального закона

$$m_1 = \bar{x}^* = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} x e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}} dx =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} u e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} a e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du. \qquad (16)$$

---

* $\bar{x}$ — таким образом в теории вероятностей обозначают среднее значение.

Интеграл $\int\limits_{-\infty}^{\infty} ue^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}du = 0$ в силу нечетности подынтегральной функции, а $\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int\limits_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}du = 1$ из условия нормирования закона распределения, поэтому $m_1 = a$. Такого результата следовало ожидать, так как кривая нормального распределения симметрична относительно точки $x = a$, в которой расположен центр тяжести распределения. Среднее значение может быть также определено путем усреднения по времени. Оно равно:

$$\overline{u(t)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} u(t)\,dt \qquad (17)$$

и представляет постоянную составляющую случайного напряжения.

Другой важной числовой характеристикой является центральный момент распределения второго порядка, носящий название дисперсии случайной величины (D),

$$m_2(x - m_1) = D = \int\limits_{-\infty}^{\infty}(x - m_1)^2\,p(x)\,dx. \qquad (18)$$

Центральным он называется потому, что подсчитывается не относительно начала координат, а относительно среднего значения, т. е. относительно центра распределения. Легко показать, что центральный момент

$$m_2(x - m_1) = m_2(x) - m_1^2(x). \qquad (19)$$

Дисперсия характеризует степень отклонения случайной величины от ее среднего значения. Корень квадратный из дисперсии носит название среднеквадратичного отклонения, которое играет большую роль при исследовании помех. Дисперсия может быть также определена и через временные статистические характеристики. При этом среднее значение квадрата случайного напряжения можно определить по формуле

$$\overline{u^2(t)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} u^2(t)\,dt, \qquad (20)$$

а среднеквадратичное отклонение, как следует из формулы (19), равно:

$$u_{\text{ср.кв}} = \sqrt{\overline{u^2(t)} - [\overline{u(t)}]^2}. \qquad (21)$$

Таким образом, среднеквадратичное отклонение соответствует эффективному значению переменной составляющей случайного напряжения.

Для случая нормального распределения $\sqrt{D} = \sigma$.

д) Энергетический спектр и корреляционная функция

Известно, какую плодотворную роль играет спектральное представление неслучайных процессов в радиотехнике. Спектральный подход также широко применяется и при изучении случайных процессов. Однако в этом случае удобнее оперировать с усредненными характеристиками, какой, например, является мощность шума в некоторой полосе частот. Использовать спектральное представление помех в виде гармонических составляющих нецелесообразно, так как эти напряжения являются также случайными. Для помех принято рассматривать их энергетический спектр $F(\omega)$, т. е. распределение энергий по частоте. При этом произведение $F(\omega)d\omega$ представляет энергию помех в бесконечно узкой полосе частот $d\omega$. В случае стационарного процесса энергетический спектр одинаков для любой реализации.

Мощность помех в полосе Δf может быть измерена прибором с детектором, имеющим квадратичную характеристику.

Случайный процесс, имеющий равномерный на всех частотах спектр, носит название «белого» шума, причем закон распределения амплитуд при этом может быть самым различным. Равномерный бесконечный спектр представляет определенную идеализацию, однако благодаря ограниченной полосе избирательных устройств такая идеализация оказывается оправданной. Удобство спектрального представления становится очевидным, например, при изучении вопросов прохождения случайного процесса с энергетическим спектром $F_1(\omega)$ через линейную систему с частотной характеристикой $C(\omega)$. Энергетический спектр на выходе этой системы запишется в виде

$$F_2(\omega) = F_1(\omega)\, C^2(\omega). \qquad (22)$$

При изучении случайных процессов широко используется также понятие функции корреляции. Функция корреляции характеризует степень статистической связи соседних элементов случайного процесса. Она выражается как среднее значение произведения $\xi(t)$ и $\xi(t+\tau)$. В случае стационарных процессов эта величина зависит только от временного сдвига τ и не зависит от времени:

$$B(\tau)=\overline{\xi(t)\,\xi(t+\tau)}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T}\xi(t)\,\xi(t+\tau)\,dt. \qquad (23)$$

Измерение функции корреляции производится при помощи приборов-корреляторов. Основными узлами таких приборов должны быть схема задержки, умножитель, интегратор и регистрирующее устройство.

Спектральная плотность и функция корреляции случайного процесса связаны между собой преобразованием Фурье:

$$B(\tau)=\frac{1}{4\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}F(\omega)\,e^{j\omega\tau}d\omega=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}F(\omega)\cos\omega\tau\,d\omega; \qquad (24)$$

$$F(\omega)=2\int\limits_{-\infty}^{\infty}B(\tau)\,e^{-j\omega\tau}d\tau=4\int\limits_{-\infty}^{\infty}B(\tau)\cos\omega\tau\,d\tau. \qquad (25)$$

Связь между $B(\tau)$ и $F(\omega)$ аналогична связи между длительностью импульса и его спектром: чем «шире» спектр случайного процесса, тем «уже» корреляционная функция.

е) Методика экспериментального исследования помех

Исследование помех подразумевает изучение их характеристик в широком диапазоне частот. Поэтому естественно, что аппаратура, регистрирующая помехи, должна подключаться на выходе частотных избирательных систем, перекрывающих нужный диапазон. В настоящее время существует большое число селективных измерителей помех, представляющих собой приемники супергетеродинного типа на частоты от 12 *кгц* до 100 *Мгц*. Эта аппаратура была разработана для изучения мешающего действия помех радиовещанию. При

этом учитывались особенности человеческого слуха: инерционность его восприятия, невосприимчивость к импульсам малой длительности и бо́льшая восприимчивость к большей частоте следования. В связи с этим измерения помех производились с помощью квазипиковых детекторов с соответствующим подбором постоянных времени разрядной и зарядной цепей.

Значимость результатов получается при этом весьма ограниченной для телемеханики. Более полные данные могут быть получены на основании статистических исследований. Амплитудный состав помех характеризуется функцией распределения плотности вероятностей амплитуд. Хотя помехи независимо от их характера описываются одними и теми же законами распределения, методы определения этих законов для импульсных и флуктуационных помех несколько отличаются друг от друга. Поэтому перед началом измерений важно произвести предварительную оценку характера помех, например, по осциллограммам.

В частном случае нормального закона распределения можно ограничиться измерением среднего и среднеквадратического значений, которые полностью характеризуют распределение. Измерения среднеквадратического значения могут быть произведены с помощью лампового вольтметра типа ЛВ-9. Как нетрудно показать, величина σ равна показаниям прибора, увеличенным в 1,1 раза.

Амплитудное распределение импульсных помех в канале удобно определять по числу импульсов, превышающих заданный уровень. Изменяя уровень, можно построить амплитудную характеристику для каждой частоты. На основании семейства таких кривых легко определить зависимость изменения уровня помех от частоты. На рис. 20 представлена частотная характеристика импульсных помех в сети 6 *кв* при постоянном числе импульсов, пересекающих этот уровень в единицу времени.

Для проведения такого рода статистических исследований помех должны быть несколько видоизменены схемы существующих типовых измерителей помех (ИП). В первую очередь следует предусмотреть возможность записи помех с помощью шлейфового осциллографа, ибо осциллограммы помех позволяют произвести предвари-

тельную качественную оценку их характера и выявить ряд специфических свойств. Кроме того, целесообразно изменить схему детектора, сделав его практически без-

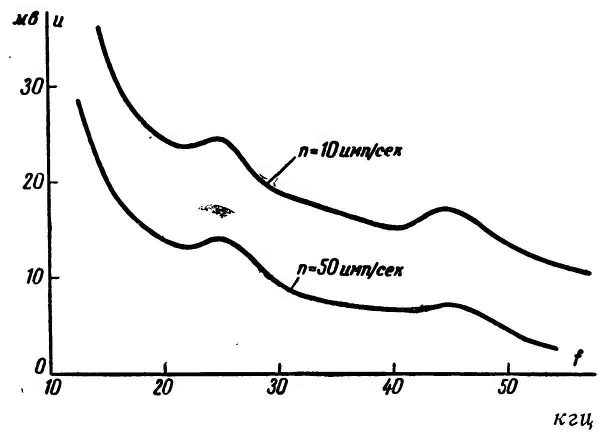


Рис. 20. Изменение уровня импульсных помех по частоте в сети 6 *кв*.

инерционным, а для анализа амплитудного распределения импульсных помех предусмотреть пороговое устройство с регулируемым уровнем срабатывания.

Рассмотрим теперь некоторые методы анализа наиболее простых статистических характеристик.

ж) Анализ распределения амплитуд

Экспериментальное определение даже наиболее простых статистических характеристик, таких, как амплитудные распределения, требует либо применения сложного оборудования, либо значительных затрат времени. Наиболее простым методом исследования функции распределения амплитуд является довольно трудоемкая ручная обработка осциллограмм помех, которая была описана выше.

Существует большое число разнообразных приборов-анализаторов, позволяющих определить вероятности для различных значений исследуемого параметра (амплитуды, длительности и т. п.).

Задача определения функции распределения амплитуд в общем случае сводится к подсчету относительного времени превышения случайным процессом каждого

уровня. Выполнение этой операции может производиться различными путями. Обратимся к рис. 18, на котором изображен случайный процесс $\xi(t)$. Время превышения i-го уровня можно подсчитать, произведя формирование на этом уровне случайного процесса в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды (*б*) с последующим измерением среднего тока. Вместо измерения среднего тока можно подать импульсы на интегрирующую схему и для каждого уровня за одно и то же время измерить суммарный эффект (*в*).

При исследовании медленно меняющихся процессов целесообразно предварительно превратить непрерывное напряжение в дискретное во времени. Непрерывное напряжение превращается при этом в серию импульсов. Частота импульсов должна быть не меньше $2F_m$, где F_m — верхняя частота спектра случайного процесса, а амплитуда равна мгновенным значениям непрерывного напряжения в те же моменты времени. В этом случае определение значений функции распределения заключается в подсчете числа импульсов, превышающих заданный уровень, и общего числа импульсов за одно и то же время. На этом же принципе, как было показано выше, основаны анализаторы распределения амплитуд импульсного процесса.

Таким образом, в общем виде схема анализатора интегрального закона распределения амплитуд (см. рис. 21,*а*) должна содержать формирующее устройство с регулируемым уровнем формирования u_1, усредняющий элемент и измерительный прибор. Приборы для анализа дифференциального закона распределения вероятностей амплитуд должны иметь дополнительный каскад формирования с уровнем u_2 и вычитающий элемент, величина сигнала на выходе которого пропорциональна времени нахождения случайного напряжения $u(t)$ между u_1 и u_2 (рис. 21,*б*).

По своему принципу действия анализаторы всех типов могут быть разделены на две группы: с параллельным и последовательным методом анализа. Первый метод — многоканальный — позволяет одновременно исследовать несколько параллельно включенных каналов. В каждом канале установлен свой уровень исследования. Время анализа определяется необходимым для случайного процесса временем усреднения. Приборы

параллельного типа являются быстродействующими, но отличаются значительными габаритами и малой надежностью из-за большого числа элементов.

Второй метод — одноканальный. В приборах этого типа в одном канале последовательно изменяется уровень формирования. Переключение уровня можно производить либо вручную, либо автоматически при помо-

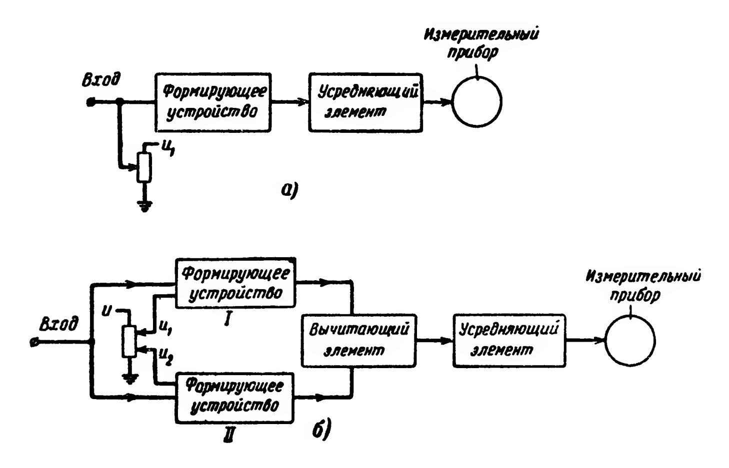


Рис. 21. Общая блок-схема анализатора амплитуд.
а — интегрального типа; *б* — дифференциального типа.

щи специальных коммутаторов. Время анализа в таких приборах в m раз больше, чем в m-канальном анализаторе.

Амплитудные анализаторы получили наиболее широкое распространение в ядерных исследованиях, например при изучении энергетических спектров излучений, времени пролета частиц и т. п., а также при изучении атмосферных помех. Для исследования помех в каналах телемеханики, где требуется проводить большое число измерений в полевых условиях, эти приборы зачастую не могут быть применены из-за значительных размеров и потребляемой мощности. Поэтому представляет интерес подробное рассмотрение более простых методов анализа.

з) Фотометрический и фотографический методы анализа

Для анализа одномерного закона распределения амплитуд флуктуационных процессов с успехом применяется так называемый фотометрический метод. Суть метода заключается в следующем: исследуемый процесс подается на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки осциллографа. При этом распределение яркости свечения люминесцентного покрытия соответствует дифференциальному закону распределения амплитуд случайного процесса. Такое положение справедливо в пределах линейной зависимости яркости свечения люминофора от плотности тока луча, т. е. при малых его плотностях. С возрастанием плотности тока происходит постепенное насыщение люминофора.

Перед экраном трубки осциллографа, на вход которого подается случайный процесс, устанавливается фотоумножитель. Свет на катод фотоумножителя проходит через узкую щель, перпендикулярную линии развертки. Для снятия закона распределения перемещают фотоумножитель со щелью (или изображение на экране осциллографа) и замеряют ток фотоумножителя, пропорциональный количеству света, прошедшего через щель. Этот метод при использовании существующих осциллографических трубок позволяет исследовать случайные процессы в диапазоне свыше нескольких килогерц. Нижняя частота диапазона определяется временем послесвечения люминофора.

Фотометрический метод является одноканальным последовательным методом анализа закона распределения, поэтому время анализа при большом числе точек получается значительным.

Более удобным для исследования помех в реальных каналах является простой фотографический метод. Аппаратура для исследования состоит из обычного электронно-лучевого осциллографа с фотографической приставкой. Этот метод в отличие от предыдущего — многоканальный. При однократном фотографировании с экрана осциллографа изображения случайного процесса получается негатив с различной степенью почернения, который затем исследуется при помощи микрофотометра. Поэтому этот метод отличается от фотометрического высоким быстродействием.

Основная трудность, существующая при работе

с фотографическими материалами, связана с непостоянством и нелинейностью характеристической кривой фотоэмульсии, дающей зависимость степени почернения от логарифма количества освещения. Это затруднение можно, однако, преодолеть путем предварительного построения характеристической кривой по эталонным освещенностям. Построение закона распределения упрощается, если воспользоваться специальной шкалой преобразования почернений, имеющейся в микрофотометре для спрямления начального участка характеристической кривой (область слабых почернений).

Эталонные освещенности могут быть получены при помощи пилообразного напряжения с несколькими наклонами. Причем соотношение между тангенсами углов наклона предполагается известным. Напряжение такой формы получается из пилообразного в простой схеме квадратора на диодах.

При фотографировании на ту же плёнку изображения такой формы получается оптический клин с несколькими градациями плотности, пользуясь которым легко построить характеристическую кривую. Подобный метод устраняет неточности, связанные с условиями обработки негатива.

Точность фотографического метода анализа определяется степенью однородности люминесцентного покрытия, однородностью пленки и точностью графического построения. Погрешности не превосходят 5%.

и) Анализ распределения длительностей импульсов

Исследование закона распределения плотности вероятностей длительностей импульсов и интервалов между ними связано с измерением времени. Как известно, решение такой задачи может быть осуществлено либо путем подсчета числа импульсов калиброванной частоты за время измерения, либо путем преобразования длительности импульса в амплитуду с последующим анализом распределения амплитуд. Такое преобразование производится при помощи схем линейно-изменяющегося напряжения. Могут быть также использованы схемы, вырабатывающие импульс известной длительности, с которым производится сравнение длительности анализируемого импульса. Во всех этих случаях устройства получаются довольно громоздкими.

Однако для той же цели можно применить более простые устройства. Для примера рассмотрим схему анализатора интегрального закона распределения длительностей импульсов. Принцип действия такого устройства легко понять из приведенной на рис. 22 блок-схемы и эпюр напряжений в различных точках схемы. Устройство позволяет определить вероятность того, что длительность импульса τ случайной последовательности больше заданной длительности Δt, т. е. определить вероятность, соответствующую выражению

$$P(\tau > \Delta t) = \int_{\Delta t}^{\infty} \varphi(t)\, dt = 1 - \int_{0}^{\Delta t} \varphi(t)\, dt, \qquad (26)$$

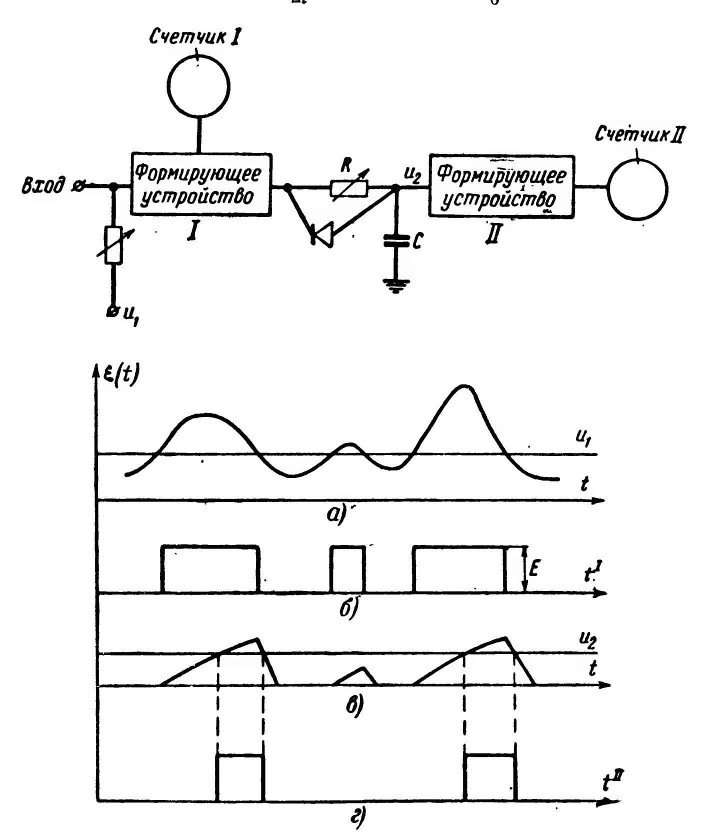


Рис. 22. Блок-схема анализатора длительностей импульсов.

где $\varphi(t)$ — функция распределения длительностей импульсов случайного процесса.

Вместо схемы линейно изменяющегося напряжения в данном устройстве применена цепочка RC, что значительно упрощает схему, и, кроме того, величина Δt при этом оказывается линейно связанной с величиной сопротивления, так как момент равенства напряжения на конденсаторе и u_2 определяется формулой

$$\Delta t = RC \ln \frac{u_2}{E}. \quad (27)$$

Как видно из формулы (27), момент сравнения не зависит от стабильности питающего напряжения ($u_2 = kE$).

Очевидно, что подсчет числа импульсов после первого формирующего устройства для импульсного случайного процесса дает нам вероятность того, что амплитуда импульса превышает напряжение u_1, а подсчет числа импульсов после второго формирующего устройства дает вероятность того, что длительность импульса превышает Δt. Поэтому такое устройство можно использовать одновременно для исследования амплитудного распределения импульсов и их длительностей. Простота и малые габариты прибора позволяют применять его для исследования импульсных помех в полевых условиях.

Вместо счетчиков числа импульсов можно воспользоваться приборами, дающими усредненную частоту следования импульсов.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ И ПРИМЕНЕНИЕ ЕЕ К ТЕЛЕМЕХАНИКЕ

5. КОЛИЧЕСТВЕННАЯ МЕРА ИНФОРМАЦИИ

При анализе процессов передачи информации по каналам связи предполагается, что на приемной стороне известно, какие сигналы могут быть переданы передатчикам. При передаче дискретных сообщений должен быть известным весь набор сигналов, соответствующих набору команд или других дискретных сообщений. Кро-

ме знания набора возможных сигналов, необходимо также знать, насколько часто те или иные сигналы передаются по каналу связи, т. е. необходимо знать априорные вероятности передачи сигналов. В телемеханике часто принимается, что все сигналы являются равновероятными.

При передаче непрерывных сигналов, соответствующих, например, сообщениям телеизмерительных систем, обычно предполагается, что сообщениями являются функции времени с ограниченным спектром. Обычно также считается известной плотность вероятности распределения значений функции. В телемеханике часто принимают, что плотность вероятностей постоянна в некотором интервале возможных значений.

Для того чтобы не ограничиваться качественными рассуждениями, необходимо прежде всего ввести количественную меру информации. Рассмотрим канал связи системы телесигнализации объекта при отсутствии помех. Пусть по каналу связи могут быть переданы только два сообщения: «объект включен» и «объект выключен». Пусть этим сообщениям соответствуют сигналы в виде разнополярных прямоугольных видеоимпульсов одинаковой амплитуды и длительности (так называемых бинарных или двоичных сигналов). Предположим, что объект бывает включенным в среднем 50% времени. В этом случае вероятность передачи положительных и отрицательных импульсов одинакова.

Сообщения указанного вида являются простейшими, элементарными. Поэтому можно считать, что каждая посылка в канале связи будет нести одну единицу информации.

Если бы число возможных состояний объектов было бо́льшим, то для передачи информации о состояниях объекта пришлось бы усложнить систему сигналов. Например, если бы объект имел четыре состояния, то для передачи информации с помощью двоичных сигналов потребовалось бы затратить две посылки для каждого состояния объекта; при восьми состояниях — три посылки и т. д. Таким образом, количество элементарных посылок равно двоичному логарифму числа состояний системы. В 1928 г. Хартли предложил оценивать количество информации через логарифм числа возможных состояний системы. Такая мера удовлетворяет

естественному требованию аддитивности, т. е. количество информации о двух однотипных объектах вдвое больше, чем об одном. Два однотипных, но независимых друг от друга объекта имеют n^2 состояний, если каждый имеет n состояний (каждому состоянию одного объекта соответствует n состояний другого). Количество информации о двух объектах равно $\log n^2 = 2\log n$, т. е. удвоенному количеству информации об одном объекте. В общем случае количество информации I равно:

$$I = k \log n, \tag{28}$$

где n — число состояний объекта;
k — постоянный коэффициент ($k > 0$).

При определении количества информации чаще всего пользуются логарифмом при основании 2. В этом случае при $k=1$ количество информации получается в двоичных единицах.

При другом основании логарифма количество информации при $k=1$ будет получаться в соответствующих единицах (например, натуральных, десятичных и т. д.). Натуральными логарифмами обычно пользуются, когда производят аналитические преобразования с выражениями, содержащими логарифмы. Для перехода от одних единиц информации к другим коэффициент k следует брать отличным от единицы. Так, например, если логарифм десятичный, а ответ нужно получить в двоичных единицах, то $k = \log_2 10 \approx 3{,}3$.

Другими словами, одна десятичная единица равна приблизительно 3,3 двоичным единицам. В дальнейшем изложении, если не будет оговорок, основание логарифмов будет равно 2.

Рассмотрим теперь вопрос, как оценить количество информации, если отдельные сообщения неравновероятны. Предположим, что рассматриваемый объект всегда выключен. Нужна ли при этом передача информации о состоянии объекта? Если известно, что объект выключен, то получение подтверждающего сообщения не изменит осведомленности о состоянии объекта. Значит, в этом случае количество полученной информации будет равно нулю.

Рассмотрим теперь общий случай. Пусть вероятность работы объекта равна P_1, а вероятность выключенного состояния P_2. Если известно об объекте, что он бывает

включенным очень редко (т. е. $P_1 \ll 1$), то получение сообщения о работающем объекте принесет большое количество информации, и наоборот, получение сообщения о выключенном объекте почти не изменит осведомленности о состоянии объекта. Значит, получение первого сообщения принесет большое количество информации, а второго — малое. Принято считать, что количество получаемой информации о событии равно логарифму обратной вероятности этого события. В рассматриваемом случае количество информации при получении сообщения о работающем объекте I_1 равно:

$$I_1 = \log(1/P_1) = -\log P_1. \qquad (29)$$

Для второго случая

$$I_2 = \log(1/P_2) = -\log P_2. \qquad (30)$$

Для определения с р е д н е г о количества информации I при получении одного сообщения нужно усреднить (с учетом вероятностей получения сообщений) полученные значения:

$$I = -P_1 \log P_1 - P_2 \log P_2. \qquad (31)$$

В более общем случае, когда имеются n событий с вероятностями $P_1, P_2, \ldots, P_n$, количество информации на одно сообщение равно:

$$I = -\sum_{i=1}^{n} P_i \log P_i. \qquad (32)$$

В приведенных рассуждениях предполагалось, что обязательно передается одно из возможных сообщений. Суммарная вероятность передачи сообщения равна 1, т. е. $\sum_i P_i = 1$.

Максимум величины I наступает, когда все вероятности P_i одинаковы и равны $P_i = 1/n$. Этот случай соответствует максимальной неопределенности перед получением сообщения.

Величина $-\sum_{i=1}^{n} P_i \log P_i$, получившая в теории вероятностей наименование энтропии и обозначаемая бук-

вой H, измеряет среднюю степень неопределенности исхода каких-либо событий. При получении сообщения неопределенность снимается. Количество получаемой при этом информации численно равно той неопределенности, которая была до получения сообщения.

Количество информации может быть измерено или на одно сообщение, или, если известна средняя скорость поступления сообщений, в единицу времени.

Под вероятностями P_i можно также понимать не только вероятность передачи какого-либо сообщения в целом, но и вероятность передачи отдельного элементарного сигнала.

6. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА БЕЗ ШУМОВ И СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Остановимся теперь на понятии пропускной способности или емкости канала связи. Если в канале связи за время T возможно передать N различных сигналов, то говорят, что канал может передать $\log N$ двоичных единиц за время T. Пропускная способность канала в единицу времени определяется как

$$C = \lim_{T\to\infty} \frac{\log N}{T}. \quad (33)$$

В рассмотренном в предыдущем параграфе примере в канал связи поступали разнополярные импульсы одинаковой амплитуды и длительности. Очевидно, что за время T может быть передано $n = T/\tau$ импульсов (τ — продолжительность импульса). Из n импульсов возможно составить 2^n различных сигналов. Пропускная способность такого канала связи равна:

$$C = \lim_{T\to\infty} \frac{\log 2^n}{T} = \frac{1}{\tau} \ [\textit{дв. ед/сек}]. \quad (34)$$

Пропускную способность можно измерять также на один символ. В рассматриваемом случае $C = 1$ дв. ед./символ, так как продолжительность символа равна τ.

Рассмотрим теперь процесс передачи простейших сообщений по каналу связи. Будем условно обозначать сообщение «включено» символом А и «выключено» сим-

волом Б, а соответствующие этим сообщениям сигналы — через 1 и 0.

Если сообщения равновероятны, то энтропия сообщений равна 1 дв. ед./сообщение. Пропускная способность канала также равна 1 дв. ед./символ. Определенной последовательности сообщений будет соответствовать такая же последовательность сигналов (рис. 23).

А Б А А Б А Б Б А Б А Б Б А . . . сообщения

1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1 . . . сигналы

Рис. 23. Последовательность равновероятных сообщений и сигналов.

В этом случае будет полная согласованность источника сообщений и канала связи. Скорость передачи информации по каналу будет равна его пропускной способности.

В том случае, если сообщения неравновероятны, энтропия источника будет меньше единицы. Если мы для передачи используем такую же систему кодирования, как и в предыдущем случае, то очевидно, что скорость

ББА. БББ БББ БАА БББ БББ БББ БББ БББ БББ...

Рис. 24. Последовательность неравновероятных сообщений.

передачи информации R по каналу связи будет равна энтропии источника $R=H<1$ дв. ед./символ.

Однако в этом случае канал будет недогружен, так как его емкость превосходит скорость передачи информации ($C=1>R$).

Если $P_1=0{,}1$ и $P_2=0{,}9$, то $H=-\Sigma P_i \log P_i \approx 0{,}5$. Это означает, что в среднем каждое сообщение несет уже не одну, а 0,5 дв. ед./информации. При использовании для передачи канала с емкостью, равной 1 дв. ед./символ, принципиально возможно при передаче таких сообщений приблизительно вдвое сократить время передачи. Согласование канала связи и источника сообщений в этом случае производится путем так называемого статистического кодирования. Поясним этот процесс на вышеприведенном примере. Пусть последовательность сообщений имеет вид, представленный на

рис. 24 (буква А встречается в трех из 30 случаев, т. е. $P_А = 0{,}1$ и $P_Б = 0{,}9$). Кодирование будем производить следующим образом. Разобьем всю последовательность сообщений на группы по n (например, $n = 3$) и определим вероятности возможных сочетаний. Так как мы считаем, что последовательность сообщений является случайной и характер последующего сообщения не зависит от предыдущих, то вероятности групп определяются простым перемножением вероятностей отдельных событий (табл. 1). Будем строить код таким образом, чтобы наиболее вероятным группам соответствовала наиболее короткая кодовая комбинация, а наименее вероятным — наиболее длинная (так назаваемый неравномерный непрерывный код или неравномерный двоичный код без разделительных знаков). Техника кодирования подробно изложена в ряде работ [Л. 1]. В результате

Таблица 3

№ группы	Группа	Вероятность группы	Код
1	БББ	$0{,}9^3 = 0{,}729$	0
2	АББ	$0{,}9^2 \cdot 0{,}1 = 0{,}081$	100
3	БАБ	$0{,}9^2 \cdot 0{,}1 = 0{,}081$	101
4	ББА	$0{,}9^2 \cdot 0{,}1 = 0{,}081$	110
5	ААБ	$0{,}9 \cdot 0{,}1^2 = 0{,}009$	11 100
6	АБА	$0{,}9 \cdot 0{,}1^2 = 0{,}009$	11 101
7	БАА	$0{,}9 \cdot 0{,}1^2 = 0{,}009$	11 110
8	ААА	$0{,}1^3 = 0{,}001$	11 111

кодирования получим код, указанный в табл. 3. Сигнал, полученный в результате применения такого кода, показан на рис. 25. В результате кодирования получена по-

1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 . . .

Рис. 25. Закодированный сигнал, соответствующий сообщению рис. 41.

следовательность всего из 16 элементарных сигналов. Если бы применялось посимвольное кодирование, то сигнал состоял бы из 30 элементов. Таким образом, применяя статистическое кодирование, в условиях данного примера удалось почти вдвое сократить продол-

жительность сигнала, т. е. практически полностью согласовать источник сообщений с каналом. Очевидно, что обратная операция на приемной стороне, использующая тот же код, должна обеспечить однозначное декодирование принятой последовательности. При использовании данного кода это условие выполняется.

Определено, что теоретический предел сжатия, т. е. отношение длин последовательностей после и до кодирования, μ при статистическом кодировании равен отношению энтропии источника H к ее максимально возможному значению, равному $\log n$,

$$\mu = \frac{H}{\log n}, \tag{35}$$

где n — число элементарных символов.

В настоящее время статистическое кодирование вообще и в частности в телемеханике не получило широкого распространения из-за большой сложности аппаратуры, необходимой для производства процессов кодирования и декодирования. Однако при $H \ll \log n$ такое усложнение может быть оправданным.

Необходимо отметить некоторые особенности, встречаемые при статистическом кодировании, которые в некоторых случаях будут препятствием в использовании такого кодирования.

Во-первых, для получения высокой эффективности при кодировании необходимо, как правило, использовать не отдельные элементарные сообщения, а их группы. Причем обычно чем более эффективное кодирование необходимо, тем должна быть больше длина группы. Всякая группировка сообщений, поступающих во времени равномерно, требует временной задержки. Аналогично задержка получается при декодировании, которое можно производить лишь после приема всей кодовой группы. Таким образом, процессы статистического кодирования и декодирования приводят к некоторой задержке в получении данных на приемной стороне. В телемеханике в ряде случаев допустима относительно небольшая задержка в передаче информации. Следовательно, в телемеханике не всегда можно использовать такое кодирование.

Во-вторых, при передаче по каналу с шумами статистически кодированных сообщений искажения отдель-

ных символов сигнала, как правило, приводят к более существенным искажениям сообщений. Например, если в последовательности (рис. 25) произвести искажение первого элемента (1 заменить на 0), то при декодировании вместо первых букв ББАБББ появится группа БББАББ, т. е. искаженными будут две буквы. В некоторых случаях будут искажены не только сами буквы, но и их количество. Для повышения помехоустойчизости сигналов после статистического кодирования можно применять дополнительное кодирование (так называемые корректирующие коды), но это приведет к дополнительному усложнению оборудования.

7. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В ДИСКРЕТНОМ КАНАЛЕ С ШУМАМИ

При передаче информации по каналу с шумами на приемной стороне нет полной уверенности, что было принято именно то сообщение, которое передавалось. Прирост информации I при приеме сообщения j и передаче сообщения i по аналогии со случаем без шумов равен:

$$I = \log \frac{1}{P(i)} - \log \frac{1}{P_j(i)} = \log \frac{P_j(i)}{P(i)}, \qquad (36)$$

где $P(i)$ — априорная вероятность передачи сообщения i;
$P_j(i)$ — условная вероятность, что было передано сообщение i, если принято сообщение j.

В канале без шумов

$$P_j(i) = \begin{cases} 1, & \text{если } i = j, \\ 0, & \text{если } i \neq j; \end{cases} \text{ и}$$

$$I = -\log P(i).$$

При бесконечно больших шумах $P_j(i) = P(i)$ (т. е. прием какого-либо сообщения не изменяет первоначальных знаний о передаче того или иного сообщения) и $I = 0$.

Усредняя величину I в выражении (36) по всем возможным сообщениям и производя несложные преобразования, можно найти, что средний прирост информации

при приеме одного сообщения или скорость передачи информации R по каналу с шумами равны:

$$R = H(i) - H_j(i) = H(j) - H_i(j), \qquad (37)$$

где $H(i) = -\sum_i P(i) \log P(i)$ — энтропия источника·

$H(j) = -\sum_j P(j) \log P(j)$ — энтропия сообщений на приемной стороне;

$$H_i(j) = -\sum_{i,j} P(i)\, P_i(j) \log P_i(j);$$

$$H_j(i) = -\sum_{i,j} P(j)\, P_j(i) \log P_j(i).$$

Величины $H_i(j)$ и $H_j(i)$ называются условными энтропиями. В канале без шумов условные энтропии обращаются в нуль. Вероятность $P_i(j)$ может быть определена по формуле

$$P_i(j) = \frac{P(j)\, P_j(i)}{P(i)}. \qquad (38)$$

При математическом описании канала с шумами обычно совокупность вероятностей $P_i(j)$ задается в виде матрицы, которую называют „канальной матрицей“:

$$\left\| \begin{matrix} P_1(1) & P_1(2) \ldots & P_1(n) \\ P_2(1) & P_2(2) \ldots & P_2(n) \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ P_n(1) & P_n(2) \ldots & P_n(n) \end{matrix} \right\|.$$

Если под вероятностями $P(i)$ и $P(j)$ понимается не вероятность передачи сообщения i и приема сообщения j, а вероятности передачи элементарного сигнала i и приема j, то под вероятностями $P_i(j)$ и $P_j(i)$ понимаются соответствующие вероятности искажений и правильного приема элементарных сигналов.

Максимальная скорость передачи информации по каналу с шумами, получаемая оптимальным выбором вероятностей $P(i)$, по аналогии с дискретным случаем

называется пропускной способностью (емкостью) канала с шумами:

$$C = \underset{P_i}{\text{макс}}\ R = \underset{P_i}{\text{макс}}\,[H(i) - H_j(i)] =$$

$$= \underset{P_i}{\text{макс}}\,[H(j) - H_i(j)]. \qquad (39)$$

Если энтропия источника не превышает пропускную способность канала, то существует код, который обеспечит передачу информации со сколь угодно малой вероятностью ошибки. При $H > C$ вероятность ошибки резко увеличивается.

Для передачи информации с произвольно малой вероятностью ошибок необходимы весьма сложные коды. Длина кодов возрастает при увеличении требования к вероятности ошибок. Прием при этом должен производиться не посимвольно, а «в целом» всего сообщения. При этом, конечно, будет возникать задержка, аналогичная задержке при применении статистических кодов.

Если вероятности канальной матрицы $P_i(j)$ не зависят от i, т. е. $P_1(j) = P_2(j) = \ldots = P_n(j)$, то условная энтропия $H_i(j)$ не зависит от $P(i)$ и равняется $\sum\limits_i P_i \log P_i$, где P_i — вероятности правильного приема и искажения любого символа. Емкость канала в этом случае будет равна:

$$C = \underset{P_i}{\text{макс}}\,[H(j) - H_i(j)] = \underset{P_i}{\text{макс}}\,H(j) + \Sigma P_i \log P_i =$$

$$= \log n + \Sigma P_i \log P_i, \qquad (40)$$

где n — число символов.

Определим для примера емкость симметричного бинарного канала связи с белыми шумами, в котором передача осуществляется разнополярными видеоимпульсами с амплитудой $U_с$. Действующее значение шума в канале равно $U_п$.

Канальная матрица в случае симметричного бинарного канала будет иметь вид

$$\left\| \begin{matrix} P_1(1) & P_1(2) \\ P_2(1) & P_2(2) \end{matrix} \right\|,$$

где $P_1(1) = P_2(2) = P_1$ — вероятность правильного приема символа;

$P_2(1) = P_1(2) = P_2$ — вероятность искаженного приема символа.

Для бинарного канала ($n = 2$)

$$C = 1 + [P_1 \log P_1 + P_2 \log P_2]. \quad (41)$$

Вероятность P_1 согласно § 15 равно $P_1 = 1 - P_2 = V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right)$.

Итак, емкость симметричного бинарного канала равна:

$$C = 1 + V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right) \log V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right) + \left[1 - V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right)\right] \log\left[1 - V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right)\right]. \quad (42)$$

Рис. 26. Емкость бинарного канала.

График $C = f(\alpha_0)$ показан на рис. 26. Как видно из графика, при $\alpha_0 > 3 - 4$ пропускная способность практически равна 1 дв. ед./символ.

8. ПЕРЕДАЧА НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ

При передаче непрерывных сообщений, например при телеизмерении, измеряемая величина может принимать бесконечное множество значений. Для абсолютно точной передачи потребовался бы, строго говоря, канал с бесконечной емкостью. Однако на практике передача осуществляется с конечной точностью, и поэтому пропускная способность канала для такой передачи выражается конечной величиной.

Для точной оценки того количества информации, которое несет некоторая непрерывная случайная функция, значения которой известны с конечной точностью, потребуется знание статистических характеристик как самой функции, так и ошибки наблюдения. Прежде чем перейти к этому вопросу, введем некоторые понятия для непрерывных сигналов.

По аналогии с дискретным случаем под энтропией непрерывного распределения с функцией плотности вероятностей $p(x)$ понимается выражение

$$H(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x)\, dx. \qquad (43)$$

Для двух аргументов x и y условные энтропии $H_x(y)$ и $H_y(x)$ даются уравнениями

$$H_x(y) = -\iint p(x, y) \log \frac{p(x, y)}{p(x)}\, dx\, dy; \qquad (44)$$

$$H_y(x) = -\iint p(x, y) \log \frac{p(x, y)}{p(y)}\, dx\, dy. \qquad (45)$$

В отличие от дискретного случая величина энтропии непрерывных сигналов измеряет степень неопределенности распределения не абсолютным образом, а относительно к координатной системе. При преобразовании координат (например, при изменении масштаба) величина энтропии меняется. Но несмотря на это, понятие энтропии в непрерывном случае столь же важно, как и в дискретном. Это объясняется тем, что выражения, в которых встречается разность двух энтропий (например, пропускная способность канала), не зависят от координатной системы.

Определим энтропию нормального распределения:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-x^2/2\sigma^2}.$$

При вычислениях для удобства будем использовать натуральный логарифм:

$$H(x) = -\int p(x) \log p(x)\, dx =$$

$$= \int p(x) \left(\log \sqrt{2\pi}\sigma + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \log \sqrt{2\pi}\sigma \int p(x)\, dx +$$

$$+\frac{1}{2\sigma^2}\int x^2 p(x)\,dx = \log\sqrt{2\pi\sigma} + \frac{1}{2} =$$
$$= \log\sqrt{2\pi\sigma} + \log\sqrt{e} = \log\sqrt{2\pi e\sigma}.$$

Можно показать, что при ограниченной средней мощности сигнала $P_c = \int x^2 p(x)\,dx$ максимальную энтропию будет иметь сигнал, имеющий нормальное распределение.

При исследованиях непрерывных сигналов часто удобнее пользоваться не понятием энтропии, а понятием энтропийной мощности $N_э$, определяемой как мощность белых шумов с нормальным законом распределения амплитуд, ограниченных той же полосой частот и имеющих такую же энтропию H_1,

$$N_э = \frac{1}{2\pi e} e^{2H_1}. \qquad (46)$$

Скорость передачи информации по каналу с шумами с помощью непрерывных сигналов в том случае, когда применяемый сигнал является суммой передаваемого сигнала и шумов, равна энтропии принимаемого сигнала $H(y)$ за вычетом энтропии помех $H(n)$.

$$R = H(y) - H(n).$$

Так как $H(n)$ не зависит от передаваемого сигнала, максимум R обеспечивается максимумом $H(y)$.

Это обстоятельство позволяет легко определить *макс.* R, т. е. пропускную способность канала при ограниченной средней мощности сигнала P и белых шумах мощностью N в канале. Очевидно, что принимаемые сигналы будут иметь мощность $P+N$. Энтропия принимаемых сигналов будет максимальной, если передаваемый сигнал будет иметь статистику белого шума и, следовательно, принятый сигнал будет иметь также статистику белого шума.

В этом случае $H(y) = \frac{1}{2}\log 2\pi e(P+N)$, а энтропия шумов $H(n) = \frac{1}{2}\log 2\pi eN$. Пропускная способность канала на одну посылку будет равна:

$$C = H(y) - H(n) = \frac{1}{2}\log\frac{P+N}{N}. \qquad (47)$$

В канале с полосой F_m можно в единицу времени посылать $2F_m$ независимых посылок. Тогда пропускная способность канала с полосой *w гц* будет:

$$C = F_m \log \frac{P+N}{N} \quad [\text{дв. ед/сек}]. \tag{48}$$

Это выражение определяет теоретический предел скорости передачи при ограниченной средней мощности передатчика. За время T в таком канале может быть передано $TF_m \log(1+P/N)$ двоичных единиц информации.

Передача информации с такой скоростью может быть достигнута применением очень сложных систем кодирования. Практические системы передачи (например, КИМ) обеспечивают такую скорость передачи при увеличении мощности передатчика примерно на 8 *дб* по сравнению с идеальным случаем.

При иных ограничениях, возникающих при передаче информации (например, может быть наложено ограничение не на среднюю, а на пиковую мощность передатчика), пропускная способность канала будет определяться другими выражениями.

Возвратимся теперь к вопросу о том, какое количество информации создает непрерывный источник, если результаты наблюдения имеют ошибку. В этом случае прежде всего встает вопрос, как оценивать верность воспроизведения. На практике широкое распространение получил так называемый эффективный критерий, где точность определяется среднеквадратичным расхождением между истинным и наблюдаемым значениями. При применении этого критерия верности для некоторых частных случаев получены выражения для скорости создания информации источником.

Скорость создания информации источником белого шума с нормальным законом распределения мощностью Q с полосой F_m при эффективном критерии верности равна $R = F_m \log(Q/N)$, где N — средний квадрат ошибки (отклонения воспроизводимого сообщения от истинного).

В общем виде эта задача не решена, но известно, что для любого источника с полосой F_m скорость создания сообщений заключена в пределах

$$F_m \log \frac{Q_э}{N} \leqslant R \leqslant F_m \log \frac{Q}{N}, \tag{49}$$

где Q — средняя мощность источника;

$Q_э$ — энтропийная мощность источника;

N — средний квадрат ошибки.

Например, если переменная x имеет равномерное распределение $(-a \leqslant x \leqslant a)$, то, определяя среднюю и энтропийную мощности источника, находим, что

$$F_m \log \frac{2}{\pi e} \frac{a^2}{N} \leqslant R \leqslant F_m \log \frac{1}{3} \frac{a^2}{N} . \qquad (50)$$

9. ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

При анализе искажений сигналов в каналах связи в ряде случаев удобно пользоваться геометрическим представлением сигналов.

Любые три числа a, b и c можно представить в виде точки в трехмерном пространстве. Аналогично $2F_mT$ чисел, соответствующих значениям функции, можно представить в виде точки в $2F_mT$-мерном пространстве. Каждому сигналу длительностью T и с полосой, ограниченной F_m, соответствует одна точка в пространстве $2F_mT$ измерений. Очевидно, что многомерное пространство не может быть представлено наглядно, однако математический аппарат, изучающий свойства многомерных пространств, развит хорошо и может быть применен к изучению проблем передачи информации.

Расстояние от начала координат до данной точки в многомерном пространстве равно:

$$d = \sqrt{\sum_{n=1}^{2F_mT} x_n^2} , \qquad (51)$$

где x_n — координата точки по n-й оси (т. е. амплитуда сигнала в момент t_n).

Из этого выражения можно определить что $d^2 = 2F_mTP$, где P — средняя за время T мощность сигнала.

Сигналы, имеющие среднюю мощность, не превосходящую P, изображаются точками на поверхности и внутри сферы радиуса $r = \sqrt{2F_mTP}$. Воздействие помех на сигнал означает изменение координат точки (перемещение точки в пространстве), пропорциональное среднеквадратичному значению помехи. Так как напряже-

ние помехи является случайным, то направление перемещения точки в пространстве также случайно. При многократном прохождении одного и того же сигнала по каналу с помехами смещение точки в пространстве будет происходить каждый раз по иному направлению. Другими словами, случайная помеха образует некоторую область неопределенности около каждой точки пространства. Два сигнала на приемном конце можно уверенно различить между собой, если области неопределенности не пересекаются. Это замечание относится к любому количеству сигналов.

Как указывалось выше, процесс кодирования на передатчике заключается в связывании совокупности сообщений с совокупностью сигналов. Для уменьшения вероятности ошибки при приеме из-за наличия помех целесообразно расставить точки, соответствующие сигналам, по возможности дальше друг от друга или же для передачи одного и того же сообщения использовать одну из ряда точек, расположенных рядом. В последнем случае искажение сигнала не всегда будет означать ошибку в процессе декодирования, однако при такой системе количество допустимых сигналов должно превосходить число возможных сообщений. В ряде случаев такую операцию следует применять не ко всем, а только к наиболее важным сообщениям.

По аналогии с пространством сигналов можно представить пространство сообщений. Предположим, что сообщениями являются некоторые функции длительностью T' и с ограниченной полосой частот F'_m. Любое сообщение в этом случае может быть представлено в $2F'_mT'$-мерном пространстве в виде точки. В некоторых случаях, таких, как передача речи, где не являются существенными фазовые искажения, различные точки этого пространства для получателя будут означать одинаковые сообщения.

С геометрической точки зрения работа передатчика заключается в определении соответствия точки пространства сообщений определенной точке (или группе точек) пространства сигналов. Не должно быть двух сообщений, соответствующих одному сигналу, так как в этом случае возможна была бы обратная безошибочная операция на приемной стороне.

Функция приемника с геометрической точки зрения заключается в преобразовании пространства сигналов в пространство сообщений. При выполнении этой операции в некоторых случаях даже при отсутствии шума возможны искажения. Например, при АМ обычно теряется фаза несущей. Поэтому сигналы, различающиеся по фазе несущей, превращаются в одно и то же сообщение. Очевидно, что правильно построенная система должна быть выполнена таким образом, чтобы в результате двукратного преобразования точек было получено переданное сообщение.

10. ПУТИ УМЕНЬШЕНИЯ ОШИБОК ПРИ ПЕРЕДАЧЕ В КАНАЛЕ С ШУМАМИ

Теоретически вероятность ошибки может быть сделана сколь угодно малой, если энтропия источника не превосходит пропускной способности канала связи. Однако требование сколь угодно малой ошибки влечет за собой применение очень сложной системы кодирования и большой задержки при передаче информации.

В настоящее время разработаны методы уменьшения ошибок при приеме. К числу этих методов можно отнести передачу с помощью корректирующих кодов, передачу по каналу с обратной связью и некоторые другие методы.

Рис. 27. Геометрическая модель сигналов.

Идею коррекции ошибок можно легко проиллюстрировать на геометрической модели бинарных сигналов. Расположим все возможные комбинации из трех бинарных символов на вершинах трехмерного куба (рис. 27). Искажение одной любой позиции перемещает точку, соответствующую этой комбинации, на соседнюю вершину. Искажения двух позиций — на вершину, отдаленную от исходной на два шага, и т. д. Если в качестве допустимых сигналов будут выбраны все возможные комбинации, то любое искажение не может быть замечено. Можно, однако, в качестве допустимых сигналов использовать только часть возможных комбинаций. При этом если

допустимые комбинации разделены друг от друга на расстояние, равное 2 (например, 000, 011, 101 и 110 или 001, 100, 010 и 111), то любая одиночная ошибка будет замечена. Однако по искаженному сигналу нельзя будет определить, какой сигнал был передан. Такой код будет только обнаруживать ошибку, но не исправлять ее.

Для исправления одиночных ошибок необходимо, чтобы сигналы находились в вершинах, отстоящих друг от друга на расстояние в три шага. Для трехмерного пространства возможна только пара таких сигналов, расположенных на противоположных вершинах куба (000 и 111, или 011 и 100, или 001 и 110, или 010 и 101). Такой код имеет возможность исправлять одиночную ошибку или регистрировать одиночные и двойные ошибки (без исправления). Тройная ошибка при передаче таким кодом не будет замечена.

Если бы исходные допустимые сигналы были разнесены на четыре шага (для этого модель должна иметь не менее четырех измерений), то возможно было бы исправлять одиночную ошибку и обнаруживать двойную или же обнаруживать одиночные, двойные и тройные ошибки и т. д.

Существует много разновидностей корректирующих кодов, но все они, во-первых, усложняют аппаратуру и, во-вторых, требуют некоторого расширения полосы частот канала связи. На практике наибольшее распространение получили коды с обнаружением одиночной ошибки.

Другим методом повышения надежности передачи сигналов является использование системы с каналом обратной связи, по которому передается на передатчик информация о принятом сигнале. Этот метод широко используется как в повседневной жизни, когда два абонента, разговаривающие по телефону, просят друг друга повторить наиболее важные или плохо понятные части разговора, так и в телемеханике, когда требуется высокая надежность передачи.

Обратный канал может физически представлять ту же линию связи, которая используется для прямого канала. Системы, в которых по обратному каналу передается или целиком принятое, или особым образом переработанное сообщение, а заключение о том, правилен ли был прием, делается на передатчике, получили название си-

стем с информационной обратной связью. В системах с так называемой решающей обратной связью заключение о правильности приема делается на приемной стороне, а по каналу обратной связи передается принятое решение. И в первых и во вторых системах в случае ошибки при приеме передатчик повторяет передачу ошибочно принятого сообщения.

Примерами систем с решающей обратной связью могут служить следующие системы.

Передача по прямому каналу осуществляется кодом с обнаружением одиночной ошибки. При обнаружении одной ошибки на приемнике принятый сигнал не записывается, а на передатчик посылается сигнал о повторении данной части сообщения. При повторной передаче в случае обнаружения ошибки приемник вновь посылает сигнал о неправильном приеме группы и т. д., пока данная группа будет принята правильно или при приеме в группе будет четное количество ошибок, которое в данной системе не обнаруживается.

Другая система с решающей обратной связью работает следующим образом. Передача по прямому каналу осуществляется разнополярными импульсами амплитуды $\pm U_c$. В этом случае если уровень принятого сигнала превосходит определенный уровень, например $\pm U_c/2$, то считается, что сигнал принят без ошибок. В сомнительных случаях, когда амплитуда принятого сигнала заключена в пределах $(-U_c/2,\ U_c/2)$, на передатчик посылается просьба повторить только что переданный импульс и т. д.

Обе системы хотя и уменьшают вероятность ошибки при приеме, но не обеспечивают полной уверенности в правильности приема.

На основе анализа систем передачи информации с каналом обратной связи было показано, что, во-первых, в таких системах возможна передача информации практически без искажений со скоростью, близкой к емкости прямого канала, без применения каких-либо сложных корректирующих кодов;

во-вторых, при ограниченной длине кода требуемая суммарная емкость прямого и обратного каналов меньше, чем в системах без обратной связи, в которых для повышения надежности применяется только кодирование.

11. СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ

Телеизмерительные системы (ТИ) служат для передачи информации о процессах, происходящих в месте установки датчиков. Принятая информация определяет степень осведомленности о действительном состоянии объектов. Принимая в основу оценки количества информаций, будем считать лучшей ту систему, которая при прочих равных условиях может дать на выходе большее количество информации. На основе этой величины может быть построен ряд критериев для оценки различных систем телеизмерения. Об использовании полосы частот канала можно судить по числу единиц информации на выходе системы, приходящихся на 1 *гц* полосы канала; о степени сложности—по количеству информации, отнесенному к числу определенных элементов системы (ламп, реле и т. п.). Для тех случаев, когда объем или вес системы ограничены — по числу двоичных единиц, приходящихся на единицу объема или веса системы, и т. д.

В качестве примера приведем сравнение систем телеизмерения по использованию полосы канала связи. На выходе телеизмерительных систем ошибка обычно имеет нормальный (или близкий к нормальному) закон распределения. При оценке точности часто пользуются величиной предельной относительной погрешности, которая в рассматриваемом случае равна:

$$\Delta = \frac{3\sigma}{2a} \cdot 100\%, \qquad (52)$$

где σ — среднеквадратичная погрешность;
a — интервал измерений параметра.

Будем также считать, что измеряемая величина равновероятна в пределах $(-a,\ a)$.

Из (118) и (120) следует, что скорость создания информации ограничена пределами:

$$F_m(12{,}36 - 2\log\Delta) \leqslant R \leqslant F_m(12{,}87 - 2\log\Delta), \qquad (53)$$

где F_m — верхняя частота спектра и Δ выражено в процентах. Разность между верхним и нижним пределами

равна половине двоичной единицы. Поэтому с доста точной точностью можно считать:

$$R = F_m (12{,}5 - 2\log\Delta) \ [\textit{дв.ед/сек}]. \qquad (54)$$

Скорость создания информации на 1 *гц* полосы канала определится выражением

$$R_f = \frac{F_m}{\Delta f}(12{,}5 - 2\log\Delta) \ [\text{дв. ед.}], \qquad (55)$$

где Δf — полоса канала связи.

В некоторых случаях под быстродействием системы понимают не высшую частоту F_m спектра измеряемой величины, которую можно передать, а время установления $T_{уст}$ наиболее инерционных элементов системы, которыми обычно являются стрелочные приборы. В этом случае в формуле (55) вместо величины F_m следует брать $\frac{1}{2T_{уст}}$. При различном уровне помех величин точности может изменяться в различных системах по разному. Поэтому может оказаться, что при малом уровне помех наибольший R_f будет у одних систем, а при большом — у других. Сравнение систем должно производиться в условиях помех, обычных для данных условий работы систем.

Для оценки многоканальных телеизмерительных систем, очевидно, необходимо ввести множитель, указывающий число каналов. Если все N каналов системы идентичны, то

$$R_f = \frac{NF_m}{\Delta f}(12{,}5 - 2\log\Delta) \ [\text{дв. ед.}]. \qquad (56)$$

В качестве иллюстрации к сказанному приведем сравнение трех различных телеизмерительных систем (табл. 4). Эту таблицу следует рассматривать как чисто иллюстративный материал, поясняющий методику расчета, так как неизвестны условия определения погрешностей, а также отсутствуют точные данные о времени установления выходных регистрирующих приборов.

В системах Броун-Бовери и ИАТ АН СССР приведены два значения быстродействия. Первое значение соот-

Таблица 4

Система	Число каналов N	Полоса канала Δf, *гц*	Точность Δ, %	Быстродействие $T_{уст}$, *сек*	Критерий R_f
Броун-Бовери	8	120	2	0,1/3—4	3,46/0,115—0,086
Английская КИМ-АМ . . .	10	120	1	4	0,128
ИАТ АН СССР АИМ-ЧМ . .	7	250	1,5	0,2/3—4	0,83/0,052—0,039

ветствует частоте циклов работы системы, второе — быстродействию в случае индикации данных стрелочными приборами со временем установления 3—4 *сек*.

Из таблицы следует, что наилучшей системой с точки зрения использования полосы канала связи при индикации данных стрелочными приборами является английская система.

Аналогичным методом могут быть рассмотрены не только существующие системы, но и оценена информационная эффективность различных видов модуляции при передаче телеизмерительной информации. Оценку различных видов модуляции можно также провести с точки зрения использования полосы частот канала связи, предполагая, как и раньше, что значение измеряемой величины имеет равномерное распределение плотности вероятности в пределах $(-a, a)$. Погрешность измерения выразим через приведенную среднеквадратичную ошибку δ. Скорость создания сообщений R на выходе телеизмерительной системы при этом будет заключена в пределах

$$F_m \log \frac{1}{2\pi e \delta^2} \leqslant R \leqslant F_m \log \frac{1}{12\delta^2}. \qquad (57)$$

Верхняя и нижняя границы R отличаются незначительно, поэтому приближенно можно считать:

$$R = F_m \log \frac{1}{16\delta^2}. \qquad (58)$$

Эффективность использования полосы канала связи выражается через критерий R_f:

$$R_f = \frac{F_m}{\Delta f} \log \frac{1}{16\delta^2}, \qquad (59)$$

где Δf — полоса канала связи.

В гл. IV величина δ^2 определяется методами потенциальной помехоустойчивости и выражена через обобщенные параметры

$$\rho_0 = \frac{U_c}{\sigma_0 \sqrt{F_m}} \tag{60}$$

и

$$\gamma = \frac{\Delta f}{2F_m}, \tag{61}$$

где U_c — величина сигнала в линии связи;

σ_0 — удельное значение напряжения помех (см. табл. 11).

В табл. 5 приведены значения R_f для различных видов модуляции (при слабых помехах).

Таблица 5

Вид модуляции	R_f, дв. ед.
АМ	$\frac{1}{\gamma}(\log \rho_0 - 2)$
ЧМ	$\frac{1}{\gamma}(\log \rho_0\gamma - 0,2)$
ВИМ-АМ ШИМ-АМ	$\frac{1}{\gamma}\left(\log \rho_0\gamma^{\frac{1}{2}} - 2\right)$

На рис. 28 приведены графические зависимости $R_f = f(\rho_0)$. При амплитудной модуляции достаточно иметь полосу канала $\Delta f = 2F_m$, т. е. $\gamma = 1$. Однако в ряде случаев при малой величине F_m не удается простыми техническими средствами обеспечить достаточно узкую полосу канала связи. Поэтому на графике приведена зависимость $R_{AM} = f(\rho_0)$ при различных γ. Из

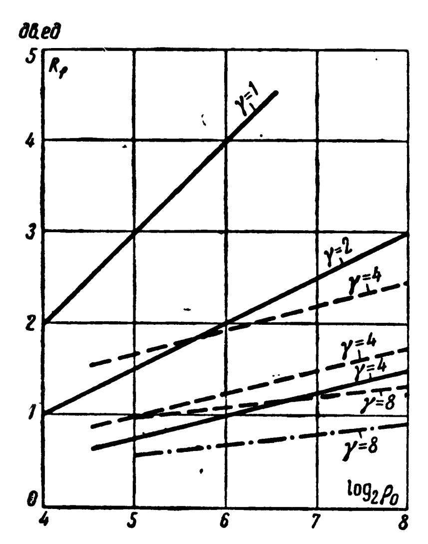


Рис. 28. Зависимость R_f от ρ_0 для АМ (сплошные линии), ЧМ (пунктир) и ВИМ-АМ (ШИМ-АМ) (штрих-пунктир).

графика видно, что в области слабых помех амплитудная модуляция обеспечивает при $\gamma = 1$ наилучшее использование полосы канала связи.

12. ВОПРОСЫ «ОБМЕНА» БЫСТРОДЕЙСТВИЯ, ТОЧНОСТИ И ЧИСЛА КАНАЛОВ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Системы телеизмерений, обладающие различным быстродействием и точностью и имеющие различное число каналов, эквивалентны с точки зрения передачи информации, если с их помощью можно передавать в заданной полосе частот канала связи одинаковое количество информации. Указанные величины в случае равномерного распределения измеряемой величины находятся в следующей связи друг с другом:

$$R = NF_m \log \frac{1}{16\delta^2} \; [\text{дв. ед/сек}], \qquad (62)$$

где R — количество информации;

N — число каналов системы (предполагается, что каналы идентичны);

F_m — высшая частота спектра $\left(F_m = \frac{1}{2T_{уст}}\right)$ передаваемой функции;

δ^2 — квадрат приведенной ошибки.

При перестройке кодирующего и декодирующего устройств системы возможно осуществлять «обмен» между показателями работы системы. «Обмен» может быть эквивалентный, если, например, при сокращении числа каналов вдвое в 2 раза увеличится быстродействие ($R = \text{const}$), или неэквивалентный, когда изменения приводят к уменьшению или увеличению величины R. Примером неэквивалентного обмена может служить замена АМ на ЧМ. При постоянной полосе канала связи уменьшение ошибки при ЧМ, скажем, в 5 раз вызовет уменьшение быстродействия приблизительно тоже в 5 раз. Количество информации при этом уменьшится, так как величина ошибки в формуле находится под знаком логарифма, а быстродействие входит как сомножитель.

Принципиально можно построить кодирующие и декодирующие устройства системы таким образом, чтобы, даже не меняя вида применяемой модуляции, осуществлять обмен между N, F_m и δ. Для этой цели в кодирующем и декодирующем устройствах нужно предусмотреть или соответствующие переключения, или замену одних блоков другими.

Для иллюстрации приведем пример дискретной системы с временным разделением каналов и кодово-импульсной модуляцией. Пусть система передает 10 двоичных импульсов в секунду, т. е. система обладает общей информационной скоростью в 10 *дв. ед/сек.* Это количество информации можно распределить по отдельным каналам различными способами. Ниже приводятся некоторые возможные варианты работы системы (табл. 6).

Таким образом, возможно получить довольно большое количество различных вариантов работы путем коммутации или замены узлов кодирующего устройства.

Если найденные схемные решения коммутаций окажутся технически приемлемыми, то возможно создание серии таких универсальных телеизмерительных устройств, предназначенных для передачи некоторого стандартного количества информации (скажем, 10, 30,

Таблица 6

Число каналов	Количество импульсов на 1 канал	Быстродействие (число циклов в секунду)	Точность передачи (число квантованных уровней)
10	1	1	2
5	2	1	4
2	5	1	32
1	5	2	32
6	5*	1	32*
	1**		2**

* Для одного из каналов.
** Для остальных пяти каналов.

100, 300 *дв. ед/сек* и т. д.), которые смогут найти применение в различных областях.

Автоматический «обмен» быстродействия на точность в одноканальных системах может найти применение в некоторых специальных случаях, когда быстрые и значительные изменения измеряемой величины нужно передавать быстро, но более грубо, чем медленные и незначительные изменения. Рассмотрим сначала вариант системы с использованием КИМ-АМ. Будем осуществлять «грубую» передачу с помощью трехпозиционного кода, а точную — с помощью шестипозиционного. В первом случае возможна передача 8 уровней, во втором — 64 уровней, т. е. в первом случае точность за счет квантования будет составлять $\pm 6\%$, во втором — выше, чем $\pm 1\%$. Переход от одного режима работы к другому происходит автоматически, путем использования значения производной функции (усредняя производную за некоторое время Δt и беря ее абсолютное значение). При незначительных изменениях функции передача осуществляется с помощью шестипозиционного двоичного кода, а при резких изменениях функции, когда модуль приращения функции превысит некоторую фиксированную величину, система автоматически переходит на передачу трехпозиционным кодом. Для того чтобы декодирующее устройство могло синхронно с кодирующим переключаться на различные режимы работы, можно при грубой передаче несколько изменять частоту несущей. Эти изменения несущей на приемной стороне будут производить переключения декодирующего устройства с одного режима работы на другой.

Характерной чертой работы такой системы является эквивалентный обмен точности на быстродействие. За две посылки трехпозиционного кода передается $2 \log 8 = 6$ дв. ед. информации, т. е. столько же, сколько за одну посылку шестипозиционного кода (предполагается, что передача различных градаций равновероятна).

Рассмотрим теперь работу такой системы при использовании дискретной ШИМ. Для получения точности квантования $\pm 1\%$ необходимо иметь 50 значений длительности импульса. Ширина импульсов будет определяться как $t_i = t_{мин} + i\Delta t$, где $t_{мин}$ — минимальная длительность импульса, определяемая полосой канала связи; Δt — разница двух значений ширины импульса; i — целое положительное число. Пусть для простоты $\Delta t = t_{мин}$. В этом случае при точной передаче время цикла T работы системы составит приблизительно $50 t_{мин}$, а при грубой — $25 t_{мин}$. Точность во втором случае упадет с $\pm 1\%$ до $\pm 2\%$, т. е. вдвое. Быстродействие увеличится также в 2 раза. Этот случай является примером неэквивалентного обмена быстродействия на точность. При грубой передаче скорость передачи информации увеличится ($2 \log 25 > \log 50$).

Остановимся на этом несколько подробнее. Определим скорость передачи информации при ШИМ в дискретном канале без шумов. Длительность передаваемого i_i-го импульса равна $t_i = t_{мин} + i\Delta t$, где $i = 0, 1, 2, \ldots, n$. Максимальная длительность импульса равна $t_{макс}$. При $t_i = t_{макс}$ между двумя соседними импульсами должно остаться пространство, равное $t_{мин}$. Следовательно, время цикла работы равно $T_ц = t_{макс} + t_{мин}$. Если любая посылка равновероятна, каждый импульс будет нести $\log \left(\frac{T_ц - 2t_{мин}}{\Delta t} + 1 \right)$ дв. ед. информации. Скорость передачи информации R в этом случае равна:

$$R = \frac{\log \left(\frac{T_ц - 2t_{мин}}{\Delta t} + 1 \right)}{T_ц} \; [дв.ед/сек]. \tag{63}$$

Если $t_{мин}$ и Δt заданы, величина R будет иметь максимум при определенном $T_ц$, значение которого можно найти из уравнения $\partial R / \partial T_ц = 0$.

В табл. 7 приводятся округленные до целых чисел значения $T_{ц.опт}/\Delta t$ для различных $t_{мин}/\Delta t$.

Таблица 7

$t_{мин}/\Delta t$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$T_{ц.опт}/\Delta t$	5	8	11	14	17	20	23	26	29	31

При $T_ц = T_{ц.опт}$ скорость передачи информации будет равна:

$$R = \frac{\log e}{T_{ц.опт} - 2t_{мин} + \Delta t} \ [дв.\ ед/сек]. \quad (64)$$

Таким образом, в случае ШИМ при автоматической перестройке системы (по модулю приращения функции) в сторону сокращения $T_ц$ скорость передачи информации будет увеличиваться, пока $T_ц$ не достигнет значения $T_{ц.опт}$. Дальнейшее уменьшение $T_ц$ приведет и к дальнейшему падению точности и к уменьшению скорости передачи информации. Из рассмотренного следует, что в случае ШИМ для обеспечения максимальной информационной скорости следует работать при $T_ц = T_{ц.опт}$. Если при этом требуется получить бóльшую точность измерений, чем это может дать одна посылка, следует один отсчет измеряемой величины передавать не одной, а несколькими посылками. При $t_{мин} = \Delta t$ величина $T_{ц.опт} = 5\Delta t$. Каждый импульс может передать 4 возможных уровня сигнала Применяя трехимпульсный код, можно передать $4^3 = 64$ уровня, т. е. обеспечить ошибку квантования порядка $\pm 0{,}8\%$. Длительность трех таких посылок составит всего $T = 3T_{ц.опт} = 15t$. Для передачи измерений с такой же точностью с помощью одного импульса потребуется время $T = 64t_{мин}$, т. е. быстродействие системы с трехпозиционным кодом в 4 с лишним раза выше.

Сравним скорость передачи в канале без шумов с ШИМ со скоростью, получаемой при КИМ. Для КИМ скорость передачи информации составит:

$$R_{КИМ} = \frac{1}{t_{мин}} [дв.\ ед/сек]. \quad (65)$$

Отношение $R_{КИМ}/R_{ШИМ}$ будет равно:

$$\frac{R_{КИМ}}{R_{ШИМ}}=\frac{t_{мин}\log e}{T_{ц.опт}-2t_{мин}+1}. \qquad (66)$$

Величины этого отношения в зависимости от $t_{мин}/\Delta t$ приведены в табл. 8.

Таблица 8

$t_{мин}/\Delta t$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\frac{R_{ШИМ}}{R_{КИМ}}$	0,36	0,58	0,72	0,83	0,91	0,97	1,02	1,05	1,1	1,2

Как видно из таблицы, при $t_{мин}\leqslant 6\Delta t$ скорость передачи с ШИМ уступает КИМ, при $t_{мин}\geqslant 7\Delta t$ — превосходит ее. Величина Δt выбирается в зависимости от уровня шумов в канале и особенностей применяемой аппаратуры, и обычно величина Δt в 1 — 3 раза менее $t_{мин}$. При этом ШИМ уступает по информационной скорости КИМ. Более широкое применение ШИМ (или ВИМ) по сравнению с КИМ объясняется аппаратурной простотой схем с ШИМ. В дальнейшем по мере совершенствования схем, упрощения и увеличения надежности схемных элементов КИМ, обладая большей помехоустойчивостью, возможно, вытеснит ШИМ.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

13. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ

а) Вероятность подавления команд

При передаче команд по каналу с помехами часть команд не будет принята приемником, т. е. произойдет их подавление. Кроме того, могут быть воспроизведены те команды, которые не передавались, т. е. возникнут

ложные команды. Если передача одной и той же команды осуществлялась многократно и известно, например, что из 1 000 команд в среднем подавляется 5, то естественно, используя метод усреднения, по множеству реализаций оценить помехоустойчивость по средней частоте подавления, т. е. по отношению числа подавленных команд к числу переданных (5/1000=0,5%).

Вероятность подавления, таким образом, может быть определена по формуле

$$P_{п}=\frac{n_{п}}{n_{1}}, \qquad (67)$$

где $n_{п}$ — число подавляемых команд;

n_1 — число переданных команд.

Чем точнее надо измерить вероятность подавления, тем больше должны быть $n_{п}$ и соответственно n_1. Практически достаточно бывает выбрать такое n_1, чтобы число подавленных команд было больше 5—10.

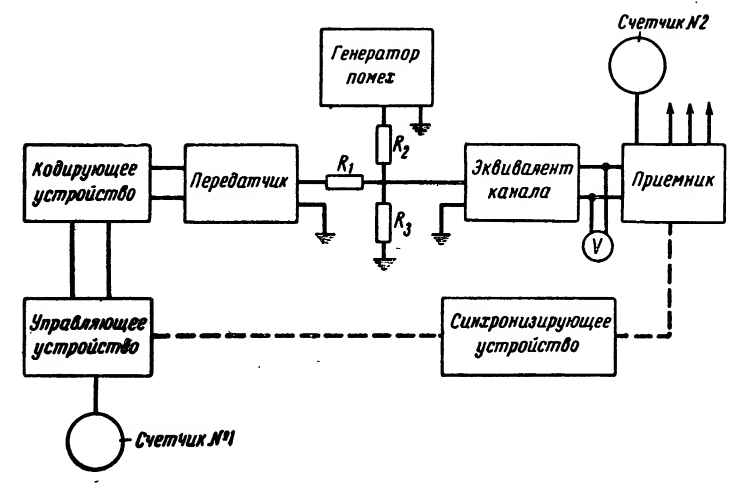


Рис. 29. Схема измерения вероятностей подавления и образования ложных команд.

На рис. 29 приведена схема для определения вероятности подавления команды в лабораторных условиях.

Вероятность подавления команды будет:

$$P_п = \frac{n_1 - n_2}{n_1}, \qquad (68)$$

где n_1 — число переданных команд;

n_2 — число принятых команд.

Заметим, что для получения правильных результатов измерения вероятности подавления по схеме рис. 29 необходимо, чтобы приемник был открыт только на время передачи команды, так как иначе за время пауз счетчик № 2 может считать ложные команды, образуемые из шумов. Запирание приемника (или шунтирование помехи) в паузах осуществимо с помощью любого синхронизирующего устройства, например реле, на вход которого поступают сигналы, синхронные с передачей команды.

б) Среднее число ложных команд

Для оценки помехоустойчивости системы, кроме вероятности подавления, следует знать среднее число ложных команд, образуемых в единицу времени. Обозначим эту величину через M. Она имеет размерность 1/*сек*. В дальнейшем иногда мы будем пользоваться и другим критерием — вероятностью образования ложной команды за какое-то время t_1, которую обозначим через $P_л(t_1)$. Если произведение Mt_1 много меньше единицы, то

$$P_л(t_1) = Mt_1. \qquad (69)$$

Среднее число ложных команд в единицу времени M может быть измерено с помощью той же схемы рис. 29. В этом случае на вход открытого приемника в течение длительного времени подается одна помеха. Счетчик № 2, включаемый на выходе, соответствующем одной из команд, считает число ложных команд за время t_1. Среднее число ложных команд в единицу времени найдется по формуле

$$M_0 = \frac{M(t_1)}{t_1}. \qquad (70)$$

В системах телеуправления с передачей многих команд под воздействием помех может иметь место превращение одной команды в другую. Этот вид искажений удобно характеризовать вероятностью образования ложной команды из переданных, которая может

быть также экспериментально определена с помощью схемы рис. 29. Счетчик № 2 в этом случае фиксирует команду, отличную от передаваемой. Если передается, например, команда a, а счетчик № 2 фиксирует команду b, то вероятность превращения команды a и b будет равна:

$$P_{л}(a \rightarrow b) = \frac{n_2(b)}{n_1(a)}. \qquad (71)$$

Как и при определении вероятности подавления, синхронизирующее устройство при измерениях $P_{л}$ должно быть включено.

в) Полная вероятностная характеристика

Полная вероятностная характеристика помехоустойчивости системы получится, когда будут известны все вероятности взаимного перехода команд, вероятности подавления команд и среднее число ложных команд в единицу времени.

Для сокращения числа параметров, характеризующих помехоустойчивость, вводятся обычно средние по всем командам значения вероятностей и числа ложных команд. Если все команды передаются одинаково часто, то усреднение сводится к отысканию арифметического среднего; если частота посылки команд (вероятность их посылки) различна, то определение среднего значения производится с учетом этих вероятностей. Средняя вероятность подавления будет равна:

$$\overline{P}_{п} = \Sigma P(i) P_{п}(i), \qquad (72)$$

где $P(i)$ — вероятность посылки i-й команды; $P_{п}(i)$ — вероятность подавления i-й команды.

Интересно отметить, что рассмотренные выше параметры, характеризующие помехоустойчивость системы телеуправления, обычно взаимно противоречивы. Усложнение сигнала команды (за исключением кодов с исправлением ошибок), сопровождаемое обычно увеличением числа импульсов в команде, уменьшает вероятности образования ложных команд, но одновременно увеличивает вероятность подавления команды. При одном и том же способе передачи также имеется возможность уменьшения одной вроятности за счет другой путем вы-

бора режима работы приемника. Например, повышение порога срабатывания приемника всегда ведет к уменьшению числа ложных команд при одновременном увеличении вероятности подавления команды. На практике обычно приходится выбирать соотношение между $P_п$, $P_л$ и M, исходя из условий эксплуатации объекта.

г) Энергетические характеристики

Все перечисленные выше параметры характеризуют работу системы при определенном соотношении сигнала и помехи в канале связи. Ниже будет рассматриваться помехоустойчивость при флуктуационных помехах. Как показано в гл. 1, напряжение флуктуационной помехи зависит от полосы частот фильтра, на выходе которого производится измерение помехи. Поэтому для объективной оценки уровня помех следует производить их измерение в какой-то постоянной полосе. За такую полосу принята полоса в 1 *гц*. Напряжение помехи в этой полосе называется удельным. Если известно эффективное напряжение помехи $u_п$ в полосе Δf, то удельное напряжение помехи может быть вычислено по формуле

$$\sigma_0 = \frac{u_п}{\sqrt{\Delta f}}. \tag{73}$$

Помехоустойчивость передачи команд, как будет показано ниже, зависит не только от напряжения сигнала, но и от длительности, а более точно — от энергии, которая может быть затрачена на передачу одной команды. Поэтому наиболее удобной оценкой соотношения сигнала и помехи является отношение энергии сигнала и удельной мощности помехи:

$$\alpha_0^2 = \frac{1}{\sigma_0^2} \int_0^T u^2(t)\,dt; \tag{74}$$

здесь $u(t)$ — напряжение сигнала; T — его длительность. Для сигнала в виде прямоугольного видеоимпульса с амплитудой u_m и длительностью T указанное выше отношение равно:

$$\alpha_0^2 = \frac{u_m^2 T}{\sigma_0^2}. \tag{75}$$

Параметр α_0 может быть выражен через отношение сигнал/помеха в полосе $F_m = \frac{1}{2T}$:

$$\alpha_0 = \left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{F_m} = \left(\frac{c}{n}\right)_{F_m}. \tag{76}$$

14. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ

Рассмотрим в общем виде схему приемника системы телеуправления, рассчитанного на прием двух сигналов, один из которых соответствует команде «включить», а второй означает «не включать». Любой такой приемник можно представить состоящим из некоторого преобразователя, осуществляющего определенную операцию над принимаемым сигналом (например, фильтрацию, преобразование частоты, интегрирование и т. п.),

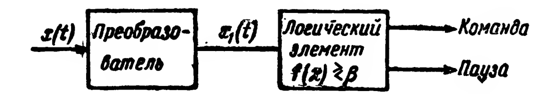


Рис. 30. Блок-схема приемника двух дискретных сигналов.

и логического элемента, который на основе некоторого критерия относит преобразованный принятый сигнал к той или иной команде (рис. 30).

Простейшим логическим элементом является пороговое устройство, относящее преобразованный сигнал к команде «включить», если он по амплитуде превышает пороговый уровень, и к команде «не включать», если такое превышение отсутствует. Более сложным логическим элементом является электромеханическое реле, которое в первом приближении реагирует на интеграл от произведения входного напряжения на ток в обмотке реле [Л. 8]. Любой логический элемент характеризуется операцией преобразования, которую он производит над входным сигналом, и пороговым уровнем β, таким, что если $f(x_1) > \beta$ — он зафиксирует одну команду, а если $f(x_1) < \beta$ — другую. Простейшей функцией преобразования является линейное воспроизведение, т. е. $f(x_1) = kx_1$. Такое преобразование имеет место в любом безынерционном пороговом устройстве.

В некоторых случаях логические элементы более сложны. Например, они могут иметь два порога β_1 и β_2, такие, что если $f(x_1) > \beta$, приемник воспроизводит команду «включить», если $f(x_1) < \beta$ — «не включать». При $\beta_1 < f(x_1) < \beta_2$ приемник выдает сигнал ожидания или сигнал неопределенности. Такие приемники применяются в радиолокации, где сигнал неопределенности используется как команда для продолжения наблюдения. В промышленном телеуправлении приемники с двумя порогами не нашли применения, поэтому в дальнейшем мы будет рассматривать приемники с однопороговым логическим элементом.

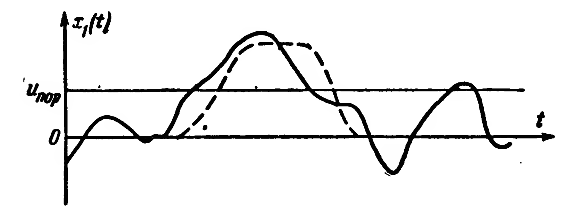


Рис. 31. Сигнал, искаженный помехой.

Помехоустойчивость приемника зависит как от преобразователя, так и от логического элемента. Рассмотрим простейший приемник, в котором входное преобразование состоит в линейном усилении, а логический элемент представляет собой безынерционное пороговое устройство. Пусть команда передается прямоугольным видеоимпульсом; этот импульс под действием помех будет искажаться. В отсутствие импульса на вход приемника будут воздействовать только помехи. На рис. 31 изображен сигнал на входе приемника, искаженный помехой. Если этот сигнал превысит $u_{пор}$, приемник зафиксирует команду. Очевидно, что чем больше $u_{пор}$, тем реже приемник будет фиксировать команды в отсутствие сигнала, т. е. меньше будет $P_л$. В то же время чем больше $u_{пор}$, тем чаще команда будет подавляться помехой. Таким образом, в рассматриваемом приемнике величина $u_{пор}$ является тем параметром, который регулирует взаимоотношения между $P_п$ и M.

Выбор оптимального $u_{пор}$ зависит от условий работы. В дискретных системах связи (например, телеграф-

ной), где подавление и образование ложного элементарного сигнала одинаково опасны и где пауза и импульс равновероятны, обычно выбирают $u_{пор}$ таким, чтобы вероятность подавления сигнала была равна вероятности образования ложного сигнала за время длительности этого сигнала. Аналогичные условия имеют место при циклической сигнализации. В телеуправлении обычно команды включения передаются редко. Кроме того, образование ложной команды бывает более опасным, чем ее подавление. Поэтому в приемниках телеуправления порог выбирается таким, чтобы вероятность ложной команды включения была много меньше вероятности подавления. В рассматриваемом выше простейшем приемнике для обеспечения этого $u_{пор}$ должно быть близко к амплитуде сигнала u_m.

Если амплитуда сигнала постоянна, то прием может быть устойчивым даже при $u_{пор}=0,9\,u_m$. На практике, однако, амплитуда сигнала нестабильна. Поэтому для обеспечения малой вероятности образования ложной команды используются другие методы, связанные с более сложным кодированием.

Можно, например, показать, что при передаче одной команды несколькими импульсами, т. е. кодовой группой, увеличение числа импульсов в группе приводит при постоянстве энергии команды к уменьшению вероятности образования ложной команды ценой увеличения вероятности ее подавления. Таким же свойством обладают некоторые специальные защиты. Подробнее эти методы рассмотрены в § 18 данной главы.

Определим помехоустойчивость приемника видеоимпульсов по отношению к флуктуационным помехам при условии, что импульсы команды амплитудой u_m и длительностью τ передаются в дискретные моменты времени, кратные τ. Пусть приемник производит измерение принимаемого сигнала в моменты времени, соответствующие максимальному значению принимаемых импульсов, и относит принятый сигнал к команде, если принятое напряжение в этот момент превышает пороговый уровень $u_{пор}$. Вероятность образования ложной команды равна тогда вероятности того, что напряжение флуктуационного шума превысит $u_{пор}$. В соответствие с гл. 1 эта вероятность равна:

$$P_л = \frac{1}{\sqrt{2\pi} u_п} \int\limits_{u_{пор}}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz = V\left(\frac{u_{пор}}{u_п}\right), \qquad (77)$$

где $u_п$ — эффективное напряжение шума;

$V(\alpha)$ — интеграл вероятности, значения которого могут быть определены по таблицам или по рис. 32[1].

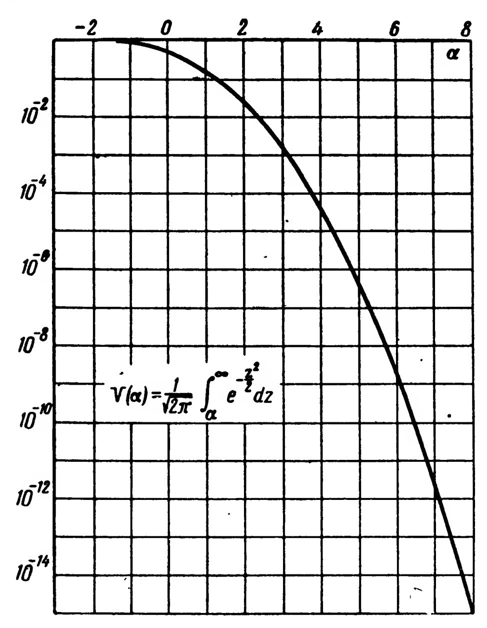


Рис. 32. График функции $V(\alpha)$.

Подавление команды произойдет, если суммарное напряжение сигнала и помехи окажется меньше $u_{пор}$. Это будет иметь место, когда помеха в момент изме-

[1] В некоторых учебниках [Л. 7] даны таблицы функции $\Phi(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_0^{\alpha} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz$. $V(\alpha)$ связано с $\Phi(\alpha)$ следующим образом: $V(\alpha) = \frac{1}{2} - \Phi(\alpha)$.

рения примет отрицательное значение, по амплитуде превышающее $(u_m - u_{пор})$. Вероятность этого события равна:

$$P_п = \frac{1}{\sqrt{2\pi} u_п} \int_{-\infty}^{u_m - u_{пор}} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz = V\left(\frac{u_m}{u_п} - \frac{u_{пор}}{u_п}\right). \quad (78)$$

Обозначив $\frac{u_m}{u_п}$ через $\alpha\sqrt{2}$, а $\frac{u_{пор}}{u_п}$ — через β, получим окончательно:

$$P_п = V(\alpha\sqrt{2} - \beta); \quad (79а)$$

$$P_л = V(\beta). \quad (79б)$$

Величина β зависит от порогового уровня и может быть выбрана произвольной. Параметр α определяется соотношением сигнала и шума. Эффективное напряжение шума на входе порогового устройства зависит от полосы входного фильтра. Известно, что для воспроизведения прямоугольного видеоимпульса длительностью τ оптимальной является полоса $\Delta f = \frac{0,7}{\tau}$. Используя это, получим, что

$$\alpha = \frac{0,84 u_m \sqrt{\tau}}{\sigma_0}. \quad (8\ )$$

15. ИДЕАЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК КОТЕЛЬНИКОВА

Рассмотренный в § 14 приемник с фильтром и безинерционным пороговым устройством не является единственным. Существуют приемники интегральные, корреляционные, приемники с накоплением и т. д. В 1947 г. академиком Котельниковым было показано [Л. 2], что при флуктуационных помехах существует наилучший приемник, названный «идеальным», который обеспечивает помехоустойчивость, самую высокую для данного способа передачи. Эта помехоустойчивость, называемая обычно потенциальной, может быть определена по весьма простым формулам. Знание потенциальной помехоустойчивости является важным, так как, во-первых, позволяет определить тот предел, который может быть до-

стигнут, но не может быть превзойден при выбранном способе передачи и флуктуационных помехах, и, во-вторых, позволяет оценить совершенство реального приемника. Изучение принципа работы идеального приемника может помочь при построении реальных приемных устройств. Название «идеальный приемник», вообще говоря, не совсем удачно, так как создает впечатление, что такой приемник не может быть реализован на практике. В действительности это не так. Идеальный приемник всегда может быть реализован. В ряде случаев эта реализация очень проста. Например, при передаче прямоугольными видеоимпульсами, как будет показано ниже, идеальный приемник состоит из интегратора и порогового устройства. При передаче на несущей для реализации идеального приемника необходимо знание фазы несущей на приемной стороне. Однако, как показывают исследования, обычный приемник импульсов на несущей, состоящий из полосового фильтра с оптимальной полосой, усилителя и безынерционного порогового устройства, имеет помехоустойчивость, близкую к потенциальной.

Принцип работы идеального приемника состоит в сравнении принятого сигнала со всеми возможными значениями передаваемого сигнала, не искаженного помехами, т. е. с «образцами» сигнала. Идеальный приемник вычисляет энергию разности принятого сигнала и «образца» для всех возможных значений сигнала и относит принятый сигнал к тому из них, для которого эта энергия минимальна.

Рассмотрим идеальный приемник для двух дискретных сообщений, например «пауза» и «включить». Пусть сообщениям без помех соответствуют сигналы $A_1(t)$ и $A_2(t)$. При передаче с пассивной паузой сигнал паузы $A_2(t) \equiv 0$. Если команда передается прямоугольным видеоимпульсом длительностью T, то $A_1(t) = u_m$ при $0 < t < T$ и $A_2(t) = 0$ — вне этого интервала. При передаче радиоимпульсами $A_1(t) = u(t) \sin \omega_0 t$ в течение длительности импульса, где $u(t)$ — огибающая импульса, которая может быть произвольной формы. С помощью $A(t)$ может быть описан любой сигнал, в том числе и группа импульсов. Идеальный приемник производит вычитание из принятого, загрязненного шумами сигнала $x(t)$ каждого из «образцов», т. е. определяет разность

$[x(t)-A_i(t)]$ и определяет энергию полученной разности за время, равное длительности сигнала, — T. Принятый сигнал относится к $A_1(t)$ или $A_2(t)$ в зависимости от того, для какого из сигналов энергия разности будет меньше. Идеальный приемник относит, таким образом,

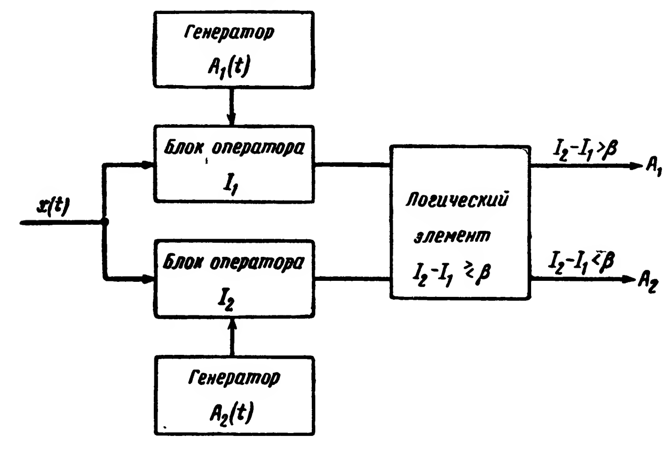


Рис. 33. Блок-схема идеального приемника для двух дискретных сигналов.

принятый сигнал к тому из его предполагаемых значений, от которого он меньше отличается, причем в качестве критерия отличия используется энергия разности сигналов.

Блок-схема идеального приемника для двух сигналов представлена на рис. 33. Блоки I_1 и I_2 производят вычисление энергии разности принимаемых сигналов и «образцов», т. е. вычисляют интегралы

$$I_1=\int_0^T [x(t)-A_1(t)]^2\,dt \tag{81a}$$

и

$$I_2=\int_0^T [x(t)-A_2(t)]^2\,dt, \tag{81}$$

где $x(t)$ — входной сигнал приемника;
T — длительность сигнала команды.

Сигналы $A_1(t)$ и $A_2(t)$ создаются в приемнике специальными генераторами или считываются со схем памяти. Логический элемент относит принятый сигнал $x(t)$ к тому из сигналов, для которого значение I меньше. Это равносильно определению знака разности $(I_2—I_1)$. В общем случае идеальный приемник сравнивает разность $(I_2—I_1)$ не с нулевым, а с некоторым произвольным уровнем β. Если $(I_2—I_1)>\beta$, приемник фиксирует сигнал A_1, если $(I_2—I_1)<\beta$ — сигнал A_2. Уровень β в идеальном приемнике, как и во всяком другом, регулирует соотношение вероятностей превращения одного сигнала в другой.

Как видно, в общем случае идеальный приемник довольно сложен. Однако в некоторых широко распространенных частных случаях он упрощается. Например, при передаче с пассивной паузой $[A_2(t)\equiv 0]$ разность $(I_2—I_1)$ равна:

$$I_2 - I_1 = 2\int_0^T A_1(t)\,x(t)\,dt, \tag{82а}$$

т. е. идеальный приемник представляет собой устройство, производящее умножение принятого сигнала на «образец» и интегрирующее результат этого произведения за время T. Если команда передается прямоугольным видеоимпульсом, т. е. $A_1(t)=A_0$ при $0<t<T$, то идеальный приемник еще более упрощается. Определение рассмотренной выше разности сводится в этом случае просто к интегрированию сигнала за время T:

$$(I_2 - I_1) = 2A_0\int_0^T x(t)\,dt. \tag{82б}$$

Команда A_1 принимается, когда $\int_0^T x(t)\,dt > \frac{\beta}{2A_0}$, в противном случае фиксируется A_2. Таким образом, при передаче команды видеоимпульсом прямоугольной формы идеальный приемник является простым интегратором с безынерционным пороговым устройством.

Помехоустойчивость идеального приемника характеризуется весьма простыми выражениями

$$P_{\text{п}} = V(\alpha_0\sqrt{2} - \beta); \tag{83а}$$

$$P_{л} = V(\beta), \qquad (83б)$$

отличающимися от аналогичных выражений для порогового приемника значением параметра α_0. Для идеального приемника величина α_0 равна отношению корня квадратного из энергии разности двух образцов сигналов к удельному напряжению помехи:

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma_0} \sqrt{\int_0^T [A_1(t) - A_2(t)]^2 dt}. \qquad (84а)$$

Если необходимо, чтобы вероятность подавления импульса команды была равна вероятности образования ложной команды за время его длительности, то следует выбрать $\beta = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$. Тогда

$$P_{л} = P_{п} = V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right). \qquad (84б)$$

Формулой (84б) будем пользоваться в дальнейшем при расчете помехоустойчивости передачи команд сложными сигналами, состоящими из многих импульсов.

Как видно из полученных выражений, потенциальная помехоустойчивость передачи двух дискретных сигналов целиком определяется величиной параметра α_0, который мы будет в дальнейшем называть удельным отношением сигнал/помеха. Величина α_0 в общем случае зависит от формы сигналов $A_1(t)$ и $A_2(t)$ и удельного напряжения помехи σ_0.

16. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ДВУХ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

Рассмотрим помехоустойчивость передачи двух сообщений (например, «команда» и «пауза») различными способами при условии приема сигналов идеальным приемником. Способы передачи двух дискретных сообщений обычно делят на две группы: передача с пассивной паузой и передача с активной паузой. При передаче с пассивной паузой сигнал паузы тождественно равен нулю. В наших обозначениях этому соответствует $A_2(t) \equiv 0$.

При передаче с активной паузой сигнал $A_2(t)$ должен быть отличен от $A_1(t)$ и не равен нулю. Наиболее часто используется частотное различие. При этом сигналы могут быть записаны в виде

$$A_1(t) = u_m \sin(\omega_1 t + \varphi_1); \tag{85а}$$

$$A_2(t) = u_m \sin(\omega_2 t + \varphi_2). \tag{85б}$$

Такая передача часто называется передачей со вторичной частотной модуляцией в отличие от передачи с пассивной паузой, которая представляет собой передачу со вторичной амплитудной модуляцией. Используется также полярное, фазовое, кодовое, широтное и другие различия между двумя сигналами.

Определим потенциальную помехоустойчивость передачи с пассивной паузой. Подставляя в (84а) $A_2 \equiv 0$, получим:

$$\alpha_{0п} = \frac{1}{\sigma_0}\sqrt{\int_0^T A_1^2(t)\,dt}\,. \tag{86а}$$

Величина $\int_0^T A_1^2(t)\,dt$ представляет собой энергию сигнала за время T. Как видно из (86а) и (83), помехоустойчивость передачи с пассивной паузой целиком определяется энергией сигнала и не зависит от его формы. Частным случаем сигнала $A_1(t)$ является кодовая группа из нескольких импульсов. Независимость потенциальной помехоустойчивости от формы сигнала в этом случае означает, что при передаче команды одним импульсом может быть обеспечена такая же помехоустойчивость, как и при передаче кодовой группой, если только энергия этого импульса равна энергии всей кодовой группы (одиночный импульс имеет, например, длительность, равную суммарной длительности всех импульсов кодовой группы). Применение кодирования даже для передачи одной команды объясняется тем, что при этом легче обеспечить меньшую вероятность ложных команд, правда, ценой увеличения вероятности их подавления при нестабильном или заранее неизвестном уровне сигнала. В идеальном приемнике также можно уменьшить $P_л$ за счет увеличения β. В пороговом приемнике эту

же операцию можно проделать путем повышения порогового уровня. Однако из-за нестабильности уровня сигнала часто невозможно работать при пороге, близком к амплитуде сигнала.

Энергия прямоугольного видеоимпульса с амплитудой u_m равна $u_m^2 T$, а радиоимпульса $\frac{1}{2} u_m^2 T$. Следовательно, для видеоимпульса

$$\alpha_{0в} = \frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma_0}; \qquad (86б)$$

для радиоимпульса

$$\alpha_{0р} = \frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma_0 \sqrt{2}}. \qquad (86в)$$

Чем больше амплитуда и длительность импульса, тем больше его энергия и тем меньше вероятность его подавления и вероятность образования ложного импульса. Способ повышения помехоустойчивости путем увеличения длительности посылок является в промышленном телеуправлении самым простым и надежным. Для обеспечения высокой помехоустойчивости следует максимально использовать время, отведенное для передачи команды, т. е. передавать команды, по возможности, более длинными импульсами.

Из приведенных формул видно, что помехоустойчивость идеального приемника не зависит от полосы канала, а определяется целиком удельной помехой и энергией сигнала. Вместе с тем известно, что помехоустойчивость обычных приемников с полосовым усилителем (или фильтром), детектором и пороговым устройством существенно зависит от полосы приемника. В широкополосных системах помехи влияют сильнее, чем в узкополосных. Чем же объясняется, что в идеальном приемнике полоса не учитывается? Кажущееся противоречие чисто внешнее. Помехоустойчивость идеального приемника зависит от длительности сигнала команды, потому что в нем производится интегрирование за время этой длительности. В обычном пороговом приемнике полоса его выбирается исходя из длительности команды (обычно $\Delta f = \frac{K}{T}$). С точки зрения помехоустойчивости интегрирование и фильтрация эквивалентны, поэтому зависи-

мость помехоустойчивости идеального приемника от длительности сигнала эквивалентна зависимости помехоустойчивости обычного приемника от его полосы.

Для реализации идеального приемника в случае передачи на несущей частоте необходимо знать возможные сигналы с точностью до фазы. Во многих случаях это условие нереализуемо. Представляет интерес определить потенциальную помехоустойчивость для случая известной формы, но неизвестной фазы передаваемого синусоидального сигнала. Такая помехоустойчивость была определена, а приемник, ее обеспечивающий, назван оптимальным. При не слишком слабом сигнале ($\alpha_0 \geqslant \sqrt{2}$) можно воспользоваться приближенными формулами:

$$P_{л} = e^{-\frac{\beta^2}{2}} \qquad (87а)$$

и

$$P_{п} = V(\alpha_0 \sqrt{2} - \beta + \eta), \qquad (87б)$$

где

$$\eta = \frac{1}{\alpha_0 2 \sqrt{2}} + \frac{\beta - \alpha_0 \sqrt{2}}{(\alpha_0 2 \sqrt{2})^2} + \frac{4}{3} \frac{(\beta - \alpha_0 \sqrt{2})^2 + \frac{1}{2}}{(\alpha_0 2 \sqrt{2})^3}. \qquad (87в)$$

Расчеты показывают, что при сильном сигнале ($\alpha_0 > 4$) помехоустойчивость передачи в случае неопределенности фазы мало отличается от помехоустойчивости при известной фазе, тогда как при слабом сигнале различия могут быть существенны.

Рассмотрим помехоустойчивость передачи с активной паузой. Формулы (83) и (84) справедливы для любых видов сигнала. Поэтому, подставляя в них выбранные $A_1(t)$ и $A_2(t)$, можно рассчитать потенциальную помехоустойчивость любого способа передачи. Пусть $A_1(t)$ и $A_2(t)$ представляют собой прямоугольные видеоимпульсы амплитудой u_m различной длительности (τ_1 или τ_2). Тогда

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma_0} u_m \sqrt{\tau_2 - \tau_1}. \qquad (88а)$$

Помехоустойчивость такой передачи определяется различием в длительностях ($\tau_2 - \tau_1$) и амплитудой u_m.

При использовании разнополярных прямоугольных импульсов $A_1(t) = -A_2(t)$

$$\alpha_0 = \frac{\sqrt{2}}{\sigma_0} u_m \sqrt{T}. \qquad (88б)$$

Для передачи двух сообщений импульсами на разнесенных частотах

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma_0} u_m \sqrt{T}. \qquad (88в)$$

Использование частотных и полярных признаков увеличивает α_0 по сравнению с пассивной паузой и соответственно повышает помехоустойчивость. Применение полярных различий при той же амплитуде сигнала эквивалентно по помехоустойчивости двукратному увеличению мощности сигнала. Применение частотной манипуляции (частотных различий) эквивалентно увеличению мощности в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с амплитудной манипуляцией (пассивной паузой) на несущей. Передача с пассивной паузой видеоимпульсами, как видно из (86б) и (88в), эквивалентна частотной манипуляции.

Следует отметить, что использование в телеуправлении частотной и полярной манипуляций не всегда приводит к повышению помехоустойчивости. При редкой передаче команд и ограниченной средней мощности сигнала наиболее помехоустойчивой оказывается передача с пассивной паузой, так как в этом случае можно использовать бо́льшие мощности в импульсе и обеспечить тем самым бо́льшую энергию импульса и следовательно, высокую помехоустойчивость передачи этих импульсов. Переход к активной паузе потребует для сохранения той же средней мощности уменьшения амплитуды сигнала, которое не сможет быть скомпенсировано выигрышем за счет вторичной модуляции.

17. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ НЕКОТОРЫХ РЕАЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

а) Приемники видеоимпульсов

Все приемные устройства телеуправления можно разделить на две группы: приемники импульсов постоянного тока (видеосигналов) и приемники импульсов с высокочастотным заполнением (радиосигналов).

Приемники видеосигналов состоят обычно из низкочастотного фильтра и порогового устройства. Как было

показано в § 15, идеальный приемник видеоимпульсов представляет собой интегратор с безынерционным пороговым устройством. Легко показать, что приемник с низкочастотным фильтром и безынерционным пороговым устройством обладает при хорошей частной характеристике фильтра помехоустойчивостью, весьма близкой к потенциальной. Оптимальная частотная характеристика может быть найдена более строго согласно теории оптимальной фильтрации [Л. 4]. Для сигналов прямоугольной формы и белого шума использование фильтра низких частот с оптимальной полосой и высокой крутизной среза позволяет получить помехоустойчивость приема, довольно близкую к потенциальной. Оптимальная полоса фильтра обратно пропорциональна длительности импульса $\left(\Delta f_{\text{опт}} = \frac{0,5 - 0,7}{\tau}\right)$.

В приемниках промышленного телеуправления функции интегратора и порогового элемента выполняет часто электромеханическое реле, которое производит операции, отличные от простого интегратора или фильтра. Кроме того, постоянные времени реле на замыкание и на размыкание, как правило, различны. Все это может привести к тому, что помехоустойчивость приемника, использующего реле в качестве интегратора, будет значительно ниже потенциальной и худшей, чем у приемника с фильтром и безынерционным пороговым устройством. При необходимости использовать в качестве логического элемента электромеханическое реле целесообразно поэтому выбирать его малоинерционным, а интегрирование производить с помощью специальных фильтров на входе реле. В целом можно считать, что реализация идеального приемника для видеосигналов не встречает серьезных трудностей.

б) Приемники с полосовым фильтром и детектором

Значительно сложнее реализовать потенциальную помехоустойчивость при передаче сигналов импульсами на несущей частоте. Схема обычного приемника таких сигналов изображена на рис. 34. Приемник состоит из полосового усилителя (или фильтра), квадратичного или линейного детектора, фильтра нижних частот и порогового устройства.

В настоящее время показано [Л. 2, 12], что приемник с полосой входных фильтров $\Delta f = \frac{1}{T}$, квадратичным детектором и фильтром нижних частот с полосой $F = \frac{0,5}{T}$ близок к оптимальному приемнику для слабого сигнала с неизвестной фазой. Для сильного сигнала близким к оптимальному является тот же приемник с линейным детектором.

На практике в медленнодействующих системах телеуправления осуществление оптимальной полосы входного усилителя вызывает затруднения. Нестабильность частоты передатчика и фильтров приемника заставляет

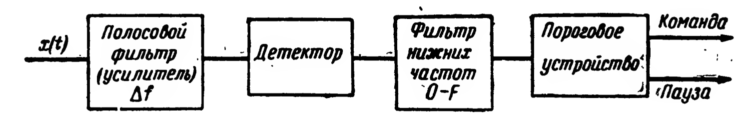


Рис. 34. Блок-схема приемника радиоимпульсов.

работать с полосами входных усилителей, значительно большими, чем $\frac{1}{T}$. Полоса низкочастотного фильтра на выходе детектора легко осуществляется оптимальной, однако сужение полосы пропускания этого фильтра не всегда эквивалентно с точки зрения помехоустойчивости сужению полосы входных фильтров. В большинстве случаев наличие излишне широкой входной полосы значительно ухудшает помехоустойчивость. В промышленном телеуправлении с быстродействием порядка долей секунды или нескольких секунд оптимальные полосы равны соответственно десяткам герц или долям герца. Осуществить такие полосы на высоких частотах весьма затруднительно. Полосы входных устройств телемеханики часто равны сотням и даже тысячам герц, т. е. во много раз больше оптимальных. При этом помехоустойчивость получается значительно ниже возможной. С точки зрения реализации узких входных полос целесообразно использовать низкие несущие частоты, если, конечно, уровень помех не растет с уменьшением частоты быстрее, чем выигрыш за счет реализации оптимальной полосы. Использование вторичной амплитудной модуляции с выделением низкочастотных поднесущих

на выходе амплитудного детектора не позволяет реализовать потенциальную помехоустойчивость, если полоса до детектора много больше оптимальной. Это происходит потому, что нелинейный элемент — детектор ухудшает отношение сигнал/помеха.

в) Приемники с частотным дискриминатором

Применение вторичной частотной модуляции позволяет в значительной степени избежать трудностей, связанных с нестабильностью несущей частоты. В течение длительности команды при этом несущая модулируется по частоте низкочастотной поднесущей. На выходе частотного дискриминатора приемника включен фильтр, настроенный на поднесущую, на выходе которого стоит пороговое устройство, фиксирующее команду. Использование ограничителя и узкополосного фильтра на выходе позволяет осуществить надежную передачу при сигнале, меньшем помех. Входная полоса приемника и соответственно девиация частоты выбираются по возможности малыми. Обычно полоса определяется нестабильностью несущей частоты и реализуемостью фильтров. Вопрос, насколько такой приемник реализует потенциальную помехоустойчивость, пока еще не исследован. Однако такой приемник имеет помехоустойчивость, существенно более высокую, чем приемник с амплитудным детектором и полосой до детектора, значительно превышающей оптимальную, который может надежно принимать сигналы при $\frac{u_с}{u_п} > 5—6$.

г) Корреляционные приемники

Корреляционные приемники в соответствии со своим названием построены по принципу измерения корреляции между двумя сигналами.

Определение взаимной корреляции сводится к интегрированию произведения одной из функций на вторую, сдвинутую во времени на интервал t_0. Различают кросскорреляционные и автокорреляционные приемники Блок-схема кросскорреляционного приемника приведена на рис. 35. На умножитель приемника поступает входной сигнал, искаженный помехой, и ожидаемый «чистый» сигнал, создаваемый специальным генерато-

ром. Интегратор производит усреднение полученного произведения за время длительности команды.

В § 15 было показано, что для сигнала с пассивной паузой функции идеального приемника состоят в определении интеграла от произведения принятого сигнала $x(t)$ на «образец» сигнала $A(t)$. Таким образом, кросс-

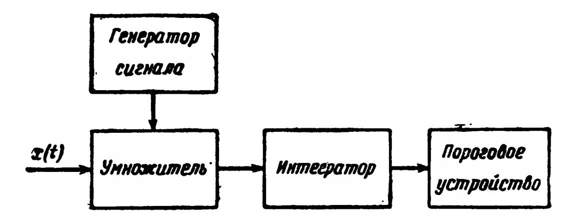


Рис. 35. Блок-схема кросскорреляционного приемника.

корреляционный приемник полностью совпадает с идеальным приемником для сигнала с пассивной паузой. Для реализации такого приемника необходимо на приемной стороне знать фазу высокочастотного сигнала, что не всегда возможно.

Более широкое применение нашли автокорреляционные приемники, в которых производится умножение при-

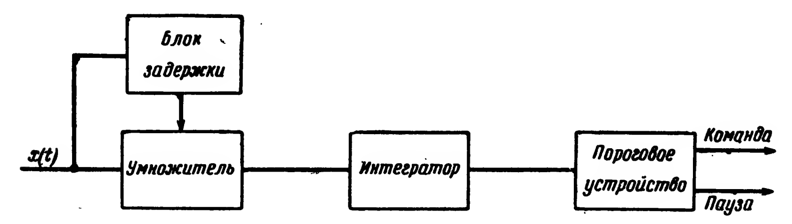


Рис. 36. Блок-схема автокорреляционного приемника.

нимаемого сигнала на тот же сигнал, сдвинутый во времени на интервал t_0. Результат произведения интегрируется за время T и поступает на пороговое устройство. Блок-схема автокорреляционного приемника приведена на рис. 36. Помехоустойчивость автокорреляционного приемника ниже помехоустойчивости кросскорреляционного, а значит, и идеального приемника. Для автокорреляционного приемника существует оптимальная задержка t_0, равная приблизительно $\frac{0,7}{\Delta f}$, где Δf — полоса усилите-

ля на входе умножителя. Помехоустойчивость правильно построенного автокорреляционного приемника совпадает с помехоустойчивостью оптимального приемника для сигнала с неизвестной фазой.

В литературе много раз освещался вопрос помехоустойчивости корреляционных приемников, причем первое время необоснованно преувеличивались их возможности. Такое преувеличение имело место вследствие того, что корреляционные приемники в отличие от приемников с узкополосными входными фильтрами осуществляют уверенный прием сигнала на фоне шума, превышающего сигнал. Происходит это потому, что фильтрация помех в корреляционном приемнике производится на выходе умножителя. На входе же приемника обычно отсутствует узкополосный фильтр, и принципиально приемник может работать при сколь угодно широкой входной полосе. Вследствие широкой полосы на входе приемника уровень помех может быть очень большим. Подобный же эффект можно наблюдать в приемнике с широкополосными входными контурами и узкополосными контурами после преобразователя частоты. Такой приемник также может работать при очень высоком уровне помех во входных контурах. В настоящее время показано, что корреляционные приемники обеспечивают выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с обычным фильтровым приемником с квадратичным детектором только в том случае, когда входная полоса такого приемника значительно шире оптимальной, причем помехоустойчивость корреляционного приемника не может быть выше помехоустойчивости идеального приемника.

Следует, кроме того, помнить, что помехоустойчивость как корреляционного, так и обычного приемников может быть близка к потенциальной только при достаточно высокой стабильности несущей частоты передатчика, так как иначе невозможно реализовать узкие полосы на выходе умножителя в случае корреляционного приемника или на входе обычного приемника. Проведенный краткий обзор некоторых реальных приемников позволяет сделать общий вывод о том, что помехоустойчивость реальных приемников может быть сделана весьма близкой и даже равной потенциальной. Наиболее простым способом реализации потенциальной помехоустойчивости является оптимальная фильтрация. Труд-

ности осуществления такой фильтрации возникают при передаче на несущей, если ее нестабильность превышает величину, обратную длительности сигналов. Другим путем реализации высокой помехоустойчивости является использование частотной модуляции с выделением поднесущих узкополосными фильтрами.

д) Методы подавления импульсных помех

Выше рассматривалась помехоустойчивость различных приемных устройств при флуктуационных помехах. Флуктуационные помехи в настоящее время достаточно изучены и теория помехоустойчивости для них наиболее разработана. Как указывалось выше, при флуктуационных помехах и заданной энергии сигнала существует некоторая предельная потенциальная помехоустойчивость, которая не может быть превзойдена, как бы мы не улучшали приемник . Импульсные помехи отличаются от флуктуационных тем, что их воздействие может быть полностью устранено. Таким образом, принципиально импульсные помехи менее опасны. Однако схемы подавления не всегда просты и не всегда позволяют полностью подавить помехи. Методы фильтрации помех, рассмотренные выше, являются также весьма эффективными при импульсных помехах. В отличие от флуктуационных напряжение импульсных помех на выходе фильтра пропорционально его полосе. Помимо фильтрации существует большое количество схем подавления импульсных помех. Подробнее их описание выходит за рамки данной работы. Ограничимся описанием принципа работы некоторых таких устройств.

Импульсные помехи, как уже говорилось в гл. 1, характеризуются кратковременностью воздействия и широким частотным спектром. Один из путей подавления таких помех состоит в запирании приемника на время действия помехи. Метод запирания приемника позволяет значительно уменьшить число ложных срабатываний и число подавлений, если импульсы помехи имеют длительность, во много раз меньшую, чем длительность сигнала. При соизмеримых длительностях такой способ не избавляет от подавления команд.

Другим методом подавления импульсных помех является метод компенсации, основанный на том, что им-

пульс помехи, выделенный специальным фильтром, используется для вычитания помехи из сигнала в рабочем канале. Для полной компенсации требуется точное совпадение импульсов помехи в рабочем и вспомогательном канале как по амплитуде, так и по форме. При вычитании на несущей требуется также совпадение по фазе. Метод компенсации значительно сложнее в осуществлении, чем метод запирания приемника, однако он более эффективен, так как избавляет не только от ложных срабатываний, но и от подавления.

К описанным методам примыкает метод селекции по длительности. Если импульсы помехи короче импульсов команды, то они могут быть отсеяны с помощью селектора длительности. Способ по своей эффективности близок к запиранию приемника на время действия помехи.

Вторая группа методов подавления импульсных помех основана на амплитудном ограничении помех. Ограничение наиболее эффективно в схеме ШОУ (широкая полоса — ограничитель — узкая полоса). Благодаря широкой полосе первого усилителя выбросы помехи на его выходе имеют малую длительность и большую амплитуду. Ограничитель приравнивает амплитуду помех к амплитуде сигнала. Однако благодаря тому, что импульсы помехи имеют меньшую длительность, их амплитуда на выходе второго узкополосного усилителя будет меньше, чем амплитуда импульсов сигнала. Различие в амплитуде будет тем больше, чем больше различие в длительностях. Помехи на выходе второго усилителя могут быть отсеяны с помощью любого порогового устройства.

Имеются различные модификации систем ШОУ. Довольно интересным решением является ограничение помех по максимуму с одновременным расширением полосы приемника. Такое явление имеет место при шунтировании резонансного контура диодными ограничителями с подпором. Отпирание диода помехой приводит к расширению полосы и уменьшению длительности импульса помехи. Одновременно падает усиление приемника. Преимущества такого метода состоят в том, что при отсутствии помех приемник имеет узкую полосу и только в момент прихода импульса помехи полоса его расширяется.

18. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ МНОГИХ КОМАНД

а) Метод анализа

В телеуправлении команды обычно передаются кодом, состоящим из отдельных элементарных сигналов, в качестве которых используются импульсы, сдвинутые один относительно другого во времени, или импульсы, различающиеся несущей частотой.

Обычно сдвиг во времени или различия по частоте элементарных сигналов выбираются такими, чтобы искажения отдельных сигналов были взаимно независимыми. При временно́м сдвиге для этого достаточно, чтобы реакции от отдельных импульсов на выходе приемника не накладывались. При частотном разделении независимость обеспечивается, если разнос частот более чем в два раза превышает величину, обратную длительности импульсов сигнала.

Анализ помехоустойчивости сложного сигнала, состоящего из независимо искажаемых элементарных сигналов, сводится к определению вероятностей $P_{\text{п1}}$ и $P_{\text{л1}}$ для каждого элементарного сигнала и отысканию вероятности искажения хотя бы одного из сигналов в группе или вероятности одновременного искажения нескольких элементарных сигналов. При флуктуационных помехах вероятности $P_{\text{п1}}$ и $P_{\text{л1}}$ для двоичных элементарных сигналов могут быть найдены по (83) и (84), причем при приеме кодов обычно выбирают $\beta = \frac{a_0}{\sqrt{3}}$, т. е. $P_{\text{п1}} = P_{\text{л1}} = V\left(\frac{a_0}{\sqrt{2}}\right)$.

Для отыскания вероятностей искажения сложного сигнала, состоящего из нескольких независимо искажаемых простых сигналов, используются два правила теории вероятностей. Согласно первому — вероятность того, что одновременно произойдут несколько независимых событий, равна произведению вероятностей этих событий:

$$P(1,\ \text{и}\ 2,\ \text{и}\ 3, \ldots,\ \text{и}\ n) = P_1 P_2 P_3 \ldots P_n. \quad (89)$$

Второе правило состоит в том, что вероятность наступления хотя бы одного из независимых событий равна сумме вероятностей этих событий:

$$P(1, \text{ или } 2, \text{ или } 3, \ldots, \text{ или } n) = P_1 + P_2 + P_3 + \\ + \ldots + P_n. \quad (90)$$

Кроме того, используется тот факт, что сумма вероятностей всех возможных событий равна единице.

Определим, пользуясь этими правилами, вероятность того, что в кодовой группе из n импульсов исказится только один импульс. Пусть вероятность искажения одного импульса равна P_1. Тогда вероятность того, что он не исказится, равна $(1 - P_1)$. Вероятность того, что исказится первый импульс, а остальные $(n - 1)$ не исказятся, равна произведению вероятностей событий, т. е. $P_1(1 - P_1)^{n-1}$. Так как ищется вероятность искажения одного, но любого импульса в группе, она равна сумме вероятностей искажения каждого из n импульсов, т. е.

$$P(1) = nP_1(1 - P_1)^{n-1}. \quad (91)$$

Аналогичным путем определяется вероятность того, что исказятся любые m из n импульсов. Вероятность возникновения одной конкретной ложной комбинации, например искажения первых m импульсов и отсутствия искажения остальных $(n - m)$ импульсов, равна $P_1^m(1 - P_1)^{n-m}$, а число таких комбинаций равно числу сочетаний из n по m.

Поэтому

$$P(m) = C_n^m P_1^m (1 - P_1)^{n-m}, \quad (92а)$$

При малых P_1 ($nP_1 \ll 1$) формула (92а) упрощается

$$P(m) = C_n^m P_1^m. \quad (92б)$$

В ряде случаев необходимо определить вероятность того, что в группе из n импульсов исказится по крайней мере один из импульсов. Эту вероятность можно найти как сумму вероятностей искажения одного импульса, двух импульсов и так далее вплоть до n импульсов. Однако можно ее определить более простым путем, используя тот факт, что сумма искомой вероятности и вероятности того, что не исказится ни один из импульсов группы, равна единице, так как эти события составляют полную группу возможных состояний. Вероятность того, что не исказится ни один из импульсов, равна по прави-

лу произведению вероятностей $(1-P_1)^n$. Следовательно, вероятность того, что исказится по крайней мере один из импульсов, равна:

$$P(l \geqslant 1) = 1-(1-P_1)^n. \qquad (93)$$

При $nP_1 \ll 1$ вероятность искажения хотя бы одного импульса в группе равна вероятности искажения точно одного импульса в группе:

$$P(l \geqslant 1) = P(1) = nP_1. \qquad (94)$$

Можно показать, что для малых nP_1

$$P(l \geqslant m) = P(m) = C_n^m P_1^m. \qquad (95)$$

Формулы (94) и (95) являются основными расчетными формулами при определении помехоустойчивости большинства кодов, причем P_1 определяется обычно по формуле (84б).

В системах телеуправления с большими интервалами между посылками команд и приемником, открытым во время пауз, весьма важной характеристикой является число ложных команд, образуемых из помех в единицу времени. Если вероятность образования ложной команды за время ее длительности T мала $[P_л(T) \ll 1,]$ то среднее число ложных команд, образуемых в единицу времени из помех, равно:

$$M = \frac{P_л(T)}{T}. \qquad (96)$$

Вероятность $P_л(T)$ зависит от числа элементарных сигналов команды, передаваемых ненулевым значением амплитуды. Для кодовой группы, состоящей из m таких сигналов, эта вероятность равна:

$$P_л(T) = P_1^m. \qquad (97)$$

Если в коде число m непостоянно, то чаще будут образовываться команды с наименьшим m. Поэтому M следует определять как

$$M = \frac{N(m_{мин}) P_1^{m\ мин}}{T}, \qquad (98)$$

где $N(m_{мин})$ — число команд, передаваемых комбинациями с минимальным числом элементарных сигналов с ненулевой амплитудой. В ряде случаев необходимо бывает определить вероятность того, что за какое-то время t будет образована по крайней мере одна ложная команда. Эта вероятность может быть рассчитана по формуле

$$P_л(t) = 1 - e^{-M_0 t}. \qquad (99)$$

б) Защита от ложных команд

В телеуправлении, как уже говорилось выше, образование ложной команды представляет в ряде случаев большую опасность, чем ее подавление. Уменьшение вероятности образования ложной команды достигается различными защитами. Сущность большинства защит состоит в том, что для передачи команд используются не все возможные комбинации, а часть из них. Комбинации выбираются таким образом, чтобы искажение одного символа не приводило к образованию ложной команды. Рассмотрим некоторые из защит.

Наиболее простым, но весьма неэкономным способом уменьшения $P_л$ является двукратное *повторение команды*. Команда не принимается, если посылки отличаются одна от другой. Повторение может осуществляться как последовательно во времени, так и путем одновременной передачи по разным каналам. При защите повторением из всех возможных комбинаций двоичного кода 2^n, где n — число элементарных сигналов, используемых для двукратной передачи, используется только $2^{n/2}$ комбинаций. Вероятность искажения команды равна nP_1. Ложная команда образуется, если произойдут одинаковые искажения в обоих посылках. Вероятность одновременного искажения первых двух символов равна P_1^2, а суммарная вероятность искажения любых двух одинаковых символов равна $\frac{n}{2} P_1^2$.

Весьма распространенной в телеуправлении является *защита по постоянному числу импульсов*. Для передачи команд в этом случае используются только те комбинации, которые содержат постоянное число импульсов, об-

ладающих определенным признаком. Для подавления команды достаточно искажения хотя бы одного импульса кода. Ложная команда образуется только тогда, когда в одной комбинации произойдут два взаимно-обратных искажения: например, один из длинных импульсов превратится в короткий, а один из коротких — в длинный. В коде с наличием и отсутствием импульсов для этого достаточно подавить один из импульсов и образовать один ложный импульс в момент паузы. Если подавление импульса и образование ложного проходят с вероятностью P_1, то вероятность ложной команды равна $m(n-m)P_1^2$. Защита по постоянному числу импульсов используется как при временно́м, так и при частотном разделении элементарных сигналов.

В коде с частотными признаками обычно используется *защита по постоянному числу одновременно передаваемых частот.* Пусть используется k частотных признаков и l временных позиций, причем на каждой из временных позиций передается одновременно m частот ($m < k$). Число возможных комбинаций будет равно $[C_k^m]^l$. Ложная команда образуется, если на любой из временных позиций произойдет одновременное подавление одной из частот, а на одной из свободных частот возникнет ложный импульс. Вероятность ложной команды будет равна $lm(k-m)P_1^2$. Суммарное число элементарных сигналов, используемых в коде с частотными признаками, равно произведению lk. Соответственно этому вероятность подавления команды равна klP_1.

Частным случаем кода с постоянным числом импульсов является код, в котором для передачи N команд используется N временных позиций или N частот. Каждая из команд передается импульсом на одной из N позиций или на одной из N частот. Передача таким кодом отличается от многоканальной передачи тем, что в коде одновременно передается сигнал только на одной частоте или на одной временной позиции, в то время как при многоканальной передаче сигналы в каждом канале передаются независимо. Применяя защиту по числу передаваемых импульсов ($m=1$), можно уменьшить вероятность превращения одной команды в другую. Вероятности $P_п$ и $P_л$ для такого кода могут быть рассчитаны по формулам табл. 10 для защиты по постоянному числу

импульсов при $m=1$. Код с частотным разделением, в котором каждая из команд передается на своей частоте и в момент передачи команды сигналы на других частотах отсутствуют, в дальнейшем мы будем называть одноимпульсным частотным кодом.

Разновидностью кодов с частотными признаками является *сменно-качественный код.* В таком коде используются кодовые комбинации, в которых каждая из элементарных посылок отличается от предыдущей частотой. Вероятность образования ложных команд в таком коде почти равна вероятности искажения команды, так как ложные комбинации могут образовываться и при одиночных искажениях некоторых импульсов кодовой группы. Применение защиты по числу одновременно передаваемых частот делает помехоустойчивость такого кода примерно такой же, как и рассмотренного выше кода с частотными признаками, использующего все возможности последовательности частот. Достоинством сменно-качественного кода является возможность безынтервальной передачи элементарных сигналов, что при заданной длительности команды позволяет увеличить длительность отдельных импульсов и повысить их помехоустойчивость.

При *защите по четному числу импульсов* из всех возможных комбинаций двоичного кода используется только половина. Для образования ложной команды достаточно произойти любым двум искажениям, т. е. $P_л = C_n^2 P_1^2$.

Помимо рассмотренных выше кодов с защитой от ложных команд, существуют *коды с исправлением ошибок.* Код с исправлением одной ошибки использует для передачи команд только те комбинации, которые отличаются друг от друга значениями двух и более элементарных сигналов. Если при передаче произошло искажение только одного элементарного сигнала, то сигнал в целом остается все же ближе к переданному, чем ко всем остальным. Поэтому имеется принципиальная возможность обеспечить правильный прием при единичных искажениях. В таблице приведена зависимость числа импульса в коде с исправлением одной ошибки n от числа передаваемых команд N.

Использование дополнительной позиции в коде с исправлением ошибки для защиты по четности позволяет

Таблица 9

N	4	8	16	32	64	128	256	512	1 024
n	5	6	7	9	10	11	12	13	14

обнаруживать двойные ошибки. Помехоустойчивость кода с исправлением ошибки может быть рассчитана по (95) при $m=2$, так как возникновение двух ошибок в таком коде приводит одновременно к подавлению правильной команды и образованию ложной.

При защите по четности вероятность образования ложной команды равна вероятности трех и более ошибок.

Расчетные формулы помехоустойчивости рассмотренных кодов сведены в табл. 10.

в) Сравнение различных способов передачи многих команд

Результаты сравнения различных способов передачи в очень сильной степени зависят от того, производится ли это сравнение при постоянной средней мощности, постоянной пиковой мощности сигналов или при постоянной вероятности искажения отдельных элементарных сигналов.

Поэтому прежде чем приступать к сравнению, необходимо правильно выбрать те параметры сигнала, которые остаются при сравнении постоянными.

В ряде случаев бывает задан способ передачи элементарных сигналов и энергия (или форма, амплитуда и длительность) этих сигналов. С точки зрения помехоустойчивости это означает, что задана вероятность их искажения. Для каждого кода может быть найдено необходимое для передачи заданного числа команд N число элементарных сигналов n, а затем по формулам табл. 10 — вероятность подавления команды $P_п$ и вероятность образования ложной команды из переданной $P_л$. По (98) можно определить число ложных команд в единицу времени.

Таблица 10

Вид защиты	Вероятность подавления команды $P_п$	Вероятность образования ложной команды из переданной $P_л$	Число комбинаций N
Отсутствует	nP_1	nP_1	2^n
Повторение	nP_1	$\frac{n}{2} P_1^2$	$2^{n/2}$
По постоянному числу импульсов	nP_1	$m(n-m) P_1^2$	C_n^m
По четному числу импульсов	nP_1	$C_n^2 P_1^2$	2^{n-1}
Код с частотными признаками и защитой по числу одновременно принимаемых импульсов (m)	klP_1	$lm(k-m) P_1^2$	$[C_k^m]^l$
Сменно-качественный код (l позиций, k частот)	$[(l-2)(k-2)+ +2(k-1)] P_1$	$[(l-2)(k-2)+ +2(k-1)] P_1$	$k(k-1)^{l-1}$
Код с исправлением одной ошибки	$C_n^2 P_1^2$	$C_n^2 P_1^2$	См. табл. 9
Код с исправлением одной ошибки и обнаружением двух ошибок	$C_n^2 P_1^2$	$C_n^3 P_1^3$	Значение табл. 9, увеличенное на единицу

Сравнение рассмотренных выше кодов при постоянном P_1 показывает, что наименьшие значения $P_п$ и $P_л$ обеспечивает код с исправлением одной ошибки и обнаружением двух. Такой код, однако, весьма сложен в реализации.

Значения $P_п$ и $P_л$ для других кодов (за исключением кода без защиты и сменно-качественного) незначительно отличаются друг от друга. Несколько меньшие значения вероятностей искажения обеспечивает код с защитой по четности и код с частотными признаками при $K=3$, так как они требуют для передачи тех же команд меньшего числа элементарных сигналов, чем другие коды. Значение среднего числа ложных импульсов, образуемых в единицу времени из шумов, будет наибольшим в тех кодах, где используются кодовые комбинации с одним элементарным сигналом, отличным от нуля. Если такие комбинации исключить, то M для всех кодов, за исключением кодов с постоянным числом импульсов, большим двух, будет определяться числом комбинаций, содержащих два импульса, отличных от нуля, $\left[M=\frac{N(2)P_1^2}{T}\right]$.

В коде с защитой по постоянному числу импульсов величина M может быть значительно уменьшена путем увеличения числа импульсов в коде. Поэтому в системах телеуправления с длительными интервалами между командами, где основное влияние помех состоит в образовании ложных команд в течение интервалов, рационально использовать коды с постоянным числом импульсов.

Рассмотренные коды не являются единственными. Можно использовать многократное повторение команды, можно применить несколько защит в одном коде, можно использовать код с исправлением многих ошибок, при этом помехоустойчивость будет повышаться. Нельзя, однако, забывать, что во всех перечисленных способах при постоянстве P_1 повышение помехоустойчивости достигается увеличением числа элементарных сигналов и, следовательно, увеличением энергии, затрачиваемой на передачу одной команды. При временном коде это сопровождается одновременным увеличением времени передачи, а при частотном — числа частотных каналов.

Если на отдельные импульсы кода не наложено условие ограниченности их энергии, то помехоустойчивость любого кода может быть повышена путем увеличения энергии каждого из элементарных сигналов и соответствующего ему уменьшения P_1. В этом случае более рациональным подходом к сравнению различных кодов является энергетический подход. Считается заданной энергия, которая в среднем может быть затрачена на передачу одной команды. Энергия команды задана, если известна средняя мощность передатчика P_0 и средняя частота посылки команд F_0:

$$Q_к^2 = \frac{P_0}{F_0}. \tag{100}$$

В каналах с ограниченной амплитудой сигнала (или пиковой мощностью) энергия команды определяется этой амплитудой и максимальной длительностью команды:

$$Q_к^2 = u_m^2 T. \tag{101}$$

Сравнение различных способов передачи команд в случае заданной энергии команды производится следующим образом. Задается число команд, которые необходимо передать. Для каждого из кодов определяется число импульсов в кодовой комбинации. Затем на основании структуры кода (его скважности) по энергии всей команды определяется энергия одного элементарного сигнала и вероятность его искажения. Чем больше элементарных сигналов в коде, тем в общем случае меньшей будет их энергия и тем больше будет вероятность искажения этих сигналов. Именно это обстоятельство приводит к тому, что в сложных кодах, например коде с исправлением ошибок, помехоустойчивость может оказаться хуже, чем даже в простом двоичном коде, обладающем той же энергией команды.

При расчете вероятности подавления команды и вероятности образования ложной команды из переданной при заданной энергии команды также можно пользоваться формулами табл. 10. Однако в этом случае величины P_1 будут неодинаковыми для различных кодов.

Сравним описанными методами помехоустойчивость двух систем передачи N команд. Первая представляет собой систему с временным разделением, в которой

каждая из команд передается одним радиоимпульсом прямоугольной формы, расположенным на одной из N временных позиций. Передача производится циклически, причем за время цикла, равное

$$T_ц = N(\tau_и + \tau_п), \tag{102}$$

где N — число передаваемых команд; $\tau_и$ — длительность одного импульса; $\tau_п$ — длительность паузы, передается всего одна команда.

Вторая система представляет собой систему с одноимпульсным частотным кодом, в которой каждая из команд передается одним импульсом на своей несущей частоте. Отсутствие команды также передается одной из частот.

Сравним описанные системы при условии равенства амплитуды сигналов и быстродействия системы. Пусть быстродействие системы равно T. Тогда в системе с временным разделением время цикла должно быть выбрано равным $T_ц = T$. Если $\tau_п = q\tau_и$, то длительность одного импульса равна $\tau_и = \frac{T}{N(1+q)}$. Будем считать, что помехи не воздействуют на систему синхронизации и что приемник заперт во время пауз. В отсутствие защиты ложная команда возникнет, когда на одной из (N—1) свободных позиций возникнет ложный импульс, т. е. вероятность ложной команды равна $(N-1)P_1$ (P_1 — вероятность возникновения ложного импульса на одной позиции). Если вероятность подавления одного импульса равна вероятности возникновения ложного импульса, то вероятность подавления команды равна P_1. Для нахождения величины P_1 воспользуемся формулами (84б) и (86а). Подставляя в (86а) значение $A_1 = u_m$, при $0 < t < T$ найдем:

$$\alpha_{0B} = \frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma \sqrt{N(1+q)}}$$

и

$$P_{1B} = V\left(\frac{\alpha_{0B}}{\sqrt{2}}\right).$$

Обозначая $\frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma} = \alpha_m$, получим окончательно для системы с временным разделением:

$$P_{\text{п.в}} = V\left(\frac{\alpha_m}{\sqrt{2N(1+q)}}\right); \qquad (103\text{а})$$

$$P_{\text{л.в}} = (N-1)\,V\left(\frac{\alpha_m}{\sqrt{2N(1+q)}}\right). \qquad (103\text{б})$$

В системе с частотным разделением для передачи команды может быть использован импульс амплитудой u_m и длительностью T, т. е.

$$\alpha_0 = \frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma} = \alpha_m$$

и

$$P_{1\text{ч}} = V\left(\frac{\alpha_m}{\sqrt{2}}\right).$$

Энергия одного импульса при частотном разделении больше энергии импульса при временном разделении в $N(1+q)$ раз, так как длительность его больше в то же число раз. Соответственно будет меньше вероятность искажения одного импульса P_1. Зависимости вероятности образования ложной команды и ее подавления от величины P_1 в системе с частотным разделением такие же, как и с временным, т. е. $P_{\text{п.ч}} = P_1$ и $P_{\text{л.ч}} = (N-1)\,P_1$. Окончательно имеем:

$$P_{\text{п.ч}} = V\left(\frac{\alpha_m}{\sqrt{2}}\right); \qquad (104\text{а})$$

$$P_{\text{л.ч}} = (N-1)\,V\left(\frac{\alpha_m}{\sqrt{2}}\right). \qquad (104\text{б})$$

Как видно из полученных формул, при одинаковой амплитуде сигнала система с частотным разделением обеспечивает значительно более высокую помехоустойчивость, чем система с временным разделением. Для достижения той же помехоустойчивости при временном разделении необходимо использовать в $N(1+q)$ раз большую мощность сигнала. Следует заметить, что при

ограниченной средней мощности сигнала рассмотренные системы эквивалентны по помехоустойчивости, так как во временной системе за счет большой скважности передачи могут быть использованы импульсы значительно большей амплитуды, чем в частотной (при ограниченной средней мощности остается постоянным произведение $u_m\sqrt{\tau_и}$).

Произведем аналогичным способом сравнение помехоустойчивости двух кодов: кода с частотными признаками и кода с наличием и отсутствием импульсов и защитой по постоянному их числу. Пусть отсутствию передачи команд соответствует одна из возможных комбинаций кода, т. е. передача сигналов производится непрерывно (передача с активной паузой в широком смысле). В ряде случаев отсутствию сообщений соответствует нулевой сигнал. Такую передачу мы рассмотрим отдельно. Итак, пусть для передачи всех возможных сообщений используются комбинации того или иного кода. Тогда ложный сигнал может быть образован только из передаваемого и для определения помехоустойчивости передачи можно воспользоваться формулами табл. 10. Пусть задано число команд 20, время передачи одной команды $T=0{,}1$ *сек*. Отношение сигнал/помеха в полосе 100 *гц* зададим в буквенной форме, чтобы иметь возможность сравнить коды при различном уровне помех $(u_с/u_п)_{100\ гц}=\rho_0$. Для расчета величин $P_п$ и $P_л$ необходимо в первую очередь определить вероятности искажения одного элементарного импульса кода P_1. Вероятность P_1 зависит от энергии импульса, которая определяется его амплитудой и длительностью. Длительность импульса может быть найдена через длительность всей команды и число импульсов в коде. Для передачи 20 команд кодом из двух импульсов необходимо пять частотных признаков. Длительность одного импульса может быть взята равной $\tau=33$ *мсек*. Параметр α_{01} для такого кода, определяющий P_1, будет равен:

$$\alpha_{01}=\frac{u_m\sqrt{\tau}}{\sigma_0\sqrt{2}}=\left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{\Delta f}\sqrt{\Delta f\tau}=1{,}8\rho.$$

Вероятность искажения одного импульса равна:

$$P_1'=V\left(\frac{1{,}8\rho}{\sqrt{2}}\right)=V(1{,}3\rho).$$

Близкая к потенциальной помехоустойчивость будет получена, если каждую из частот принимать фильтром с полосой $\Delta f = \frac{1,4}{\tau} = 42$ *гц*. Для передачи тех же команд кодом с наличием и отсутствием импульсов и защите по постоянному их числу необходим код из пяти импульсов. Считая интервалы между импульсами равными их длительности, получим, что длительность импульса в таком коде равна $\tau = 11$ *мсек*. Вероятность искажения одного импульса будет равна:

$$P_1'' = V(0,75\rho).$$

Для реализации такой помехоустойчивости понадобится приемник видеоимпульсов с полосой $\Delta f = \frac{0,7}{\tau} = 63$ *гц*. Заметим, что полоса этого приемника в 1,5 раза шире полосы отдельных фильтров приемника частотного кода, но уже суммарной полосы такого приемника. Пользуясь табл. 10, легко теперь определить вероятности $P_п$ и $P_л$ обоих рассматриваемых кодов при защите по постоянному числу частот или по постоянному числу импульсов в коде соответственно. Результаты расчета для некоторых ρ даны в табл. 11.

На рис. 37 приведены результаты аналогичных расчетов для различных кодов при ограниченной ампли-

Таблица 11

	ρ	2	3	4	5	6
Код с частотными признаками	P_1'	$4,7\cdot10^{-3}$	$5\cdot10^{-5}$	10^{-7}	$4,4\cdot10^{-11}$	$3,2\cdot10^{-15}$
	$P_п$	0,05	$5\cdot10^{-4}$	10^{-6}	$4\cdot10^{-10}$	$3\cdot10^{-14}$
	$P_л$	$2,2\cdot10^{-5}$	$2,5\cdot10^{-8}$	10^{-13}	$2\cdot10^{-20}$	10^{-28}
Код с наличием и отсутствием и постоянным числом импульсов	P_1''	$6,7\cdot10^{-2}$	$1,3\cdot10^{-2}$	$1,4\cdot10^{-3}$	$9\cdot10^{-5}$	$3\cdot10^{-6}$
	$P_п$	0,33	$6,5\cdot10^{-2}$	$7\cdot10^{-3}$	$4,5\cdot10^{-4}$	$1,5\cdot10^{-5}$
	$P_л$	$3,6\cdot10^{-2}$	10^{-3}	$1,2\cdot10^{-5}$	$4,8\cdot10^{-8}$	$5,4\cdot10^{-11}$

туде сигнала. Как видно из кривых, коды с частотными признаками обеспечивают более высокую помехоустойчивость, чем другие коды. Наименьшей вероятностью подавления команды обладает одноимпульсный частотный код. Расчеты показывают, что при защите по числу одновременно принимаемых частот и активной паузе, т. е. передаче в паузе одной из возможных частот, такой код обеспечивает и наименьшую вероятность образования ложных команд.

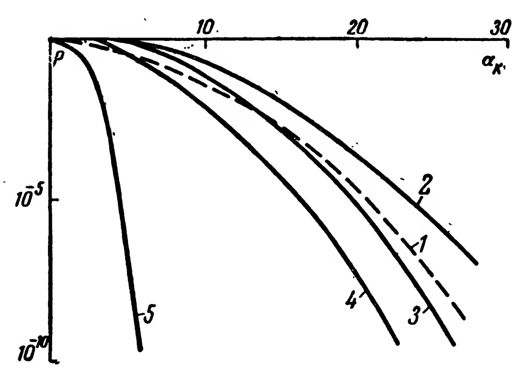


Рис. 37. Зависимость вероятности искажения от $\alpha_к$ при передаче команд различными кодами.

1 — простой двоичный код; 2 — код с четной защитой; 3 — код с исправлением одной ошибки; 4 — код с частотными признаками ($n = 3$; $k = 4$); 5 — одноимпульсный частотный код.

Сравнение способов передачи при ограниченной средней мощности сигнала показывает, что наряду с кодами с частотными признаками высокой помехоустойчивостью обладают коды с постоянным числом импульсов, причем чем меньше число этих импульсов, тем выше помехоустойчивость. Наилучшей помехоустойчивостью обладает код, использующий комбинации с наличием одного импульса, а также одноимпульсный частотный код.

Результаты сравнения способов передачи несколько меняются, если отсутствие команд передается нулевым сигналом, а не одной из комбинаций кода. В этом случае необходимо учитывать вероятность образования ложных команд из помех, причем чем реже передаются команды, тем больше приходится считаться именно с этим видом искажения. Вероятность образования лож-

ной команды за время T может быть определена по формуле (98). Эта вероятность зависит от минимального числа импульсов в команде, амплитуда которых отлична от нуля, и от вероятности образования одного ложного импульса. Сравним в качестве примера одноимпульсный и двухимпульсный частотные коды с точки зрения вероятности образования ложных команд из помех при одинаковых длительности команды и амплитуде сигнала. В одноимпульсном частотном коде вероятность искажения одного импульса меньше, чем в двухимпульсном, так как больше длительность и, следовательно, энергия импульса. Однако для образования ложной команды в таком коде достаточно появления всего одного ложного импульса на любой из используемых частот, т. е. вероятность образования ложной команды равна:

$$P'_{л}(T) = NP'_1 .$$

Если используется двухимпульсный код с k частотами, то

$$P''_{л}(T) = (kP''_1)^2 = NP''^2_1 .$$

Вероятности P'_1 и P''_1 различны. Обозначая $\frac{u_m\sqrt{T}}{\sigma} = \alpha_N$ и считая, что длительности импульсов в двухчастотном коде равны длительности интервала между импульсами, получим $P'_1 = V\left(\frac{\alpha_N}{\sqrt{2}}\right)$, а $P''_1 = V\left(\frac{\alpha_N}{\sqrt{6}}\right)$. Подставляя значения P'_1 и P''_1 в формулы для $P_{л}$, легко сравнить оба эти кода. Оказывается, что при больших α_N одноимпульсный код имеет лучшую помехоустойчивость. При малых α_N вероятность образования ложной команды может оказаться несколько меньше для двухимпульсного кода, однако вероятность подавления команды при этом весьма велика. На практике, однако, двухимпульсный код может оказаться более помехоустойчивым. Это получается при невозможности реализовать оптимальную полосу приемника, в результате чего преимущества передачи длинными импульсами плохо используются. Действительно, при неизменной полосе приемника увеличение длительности сигнала приводит к незначительному

уменьшению вероятности образования ложной команды из помех, в то время как использование двухимпульсного кода значительно уменьшает эту вероятность.

Двухимпульсный код имеет преимущества также при нестабильном уровне сигнала.

г) Влияние способов синхронизации на помехоустойчивость

Системы телеуправления с временным разделением импульсов делятся по способу синхронизации на три группы:

а) системы с жесткой или автономной синхронизацией, в которых синхронность передающего и приемного распределителей поддерживается с помощью высокостабильных генераторов на передатчике и приемнике, а синфазность их обеспечивается однократным или периодическим контролем;

б) системы со старт-стопной синхронизацией, в которых для синхронизации используется либо специальный сигнал, передаваемый перед каждой командой, либо первый импульс команды; в ряде случаев синхроимпульс передается более помехоустойчивым способом, чем импульсы кода, например импульсом большей амплитуды или большей длительности;

в) системы с шаговой синхронизацией, в которых приемный распределитель запускается каждым импульсом команды или специальными синхроимпульсами, передаваемыми перед импульсами кода.

Применение шаговой и старт-стопной синхронизации приводит обычно к увеличению времени, в течение которого помехи могут искажать сигналы, что ведет к ухудшению помехоустойчивости. При шаговой синхронизации помехоустойчивость ухудшается в большей степени, чем при старт-стопной, за счет того, что интервалы между импульсами остаются открытыми для воздействия помех. Особенно сильно в системах с шаговой синхронизацией может возрасти число ложных команд, образуемых из шумов в единицу времени за счет того, что приемник реагирует на определенную последовательность импульсов независимо от интервалов между ними. Например, если используется в качестве команды последовательность двух импульсов с разными несущими частотами, а интервал между импульсами может быть произволь-

ным, то вероятность образования такой комбинации будет весьма велика и во всяком случае много больше вероятности образования той же комбинации при заданном интервале между ними.

Системы передачи, использующие для шаговой синхронизации специальные импульсы, передаваемые перед каждым из рабочих импульсов, также обладают по сравнению с системами со старт-стопной синхронизацией более низкой помехоустойчивостью. С энергетической точки зрения такие системы имеют и более низкую помехоустойчивость, чем системы, использующие для шаговой синхронизации рабочие импульсы, так как в них на передачу синхроимпульсов затрачивается половина энергии команды, за счет чего энергия рабочих импульсов будет в 2 раза меньше, чем в коде без специальных импульсов для шаговой синхронизации.

В системах со старт-стопной синхронизацией ожидаемое время приема импульсов жестко связано с синхроимпульсом. Этим ограничивается время воздействия помех и повышается помехоустойчивость. Наиболее высокой помехоустойчивостью обладают системы с жесткой (автономной) синхронизацией. Довольно близко приближается к жесткой синхронизации система с инерционной периодической синхронизацией, в которой синхроимпульсы осуществляют только коррекцию фазы генератора, управляющего распределителем. В таких системах искажение одного синхроимпульса не вызывает ошибки в передаче команды.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ

19. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ

В телеизмерении обычно передаются плавно изменяющиеся непрерывные величины. Здесь также могут быть использованы вероятностные критерии и, в частности, вероятность того, что ошибка при передаче параметра превысит некоторую величину.

На рис. 38 жирной сплошной линией изображена зависимость принятой телеизмеряемой величины от вре-

мени, а тонкой — передаваемое значение этой величины. В течение времени $t_\Sigma = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$ ошибка превышает величину $\Delta\lambda$. Ошибка может рассматриваться как случайный процесс. Вероятность превышения ошибкой величины $\Delta\lambda$ равна отношению времени, в течение которого ошибка превышает величину $\Delta\lambda$, ко всему рассмотренному интервалу времени t:

$$P(|\Delta\lambda| > |\Delta\lambda_1|) = \frac{t_\Sigma}{t}. \tag{105}$$

Очевидно, что рассматриваемая вероятность зависит от выбранного значения $\Delta\lambda_1$. Для полной характеристики помехоустойчивости системы телеизмерения следует определить зависимость $P(|\Delta\lambda| > \Delta\lambda_1) = f(\Delta\lambda_1)$. Эта зависимость может быть получена как теоретически, так и экспериментально, например путем обработки осциллограмм самопишущего прибора, включенного на выходе системы во время действия помех.

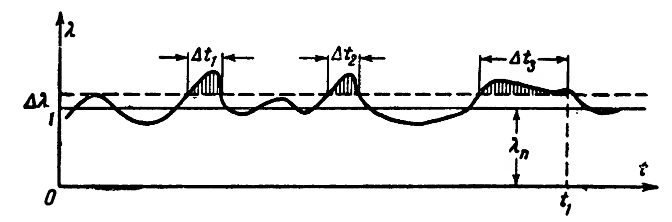


Рис. 38. Принимаемое значение телеизмеряемой величины, искаженное помехой.

В большинстве систем телеизмерения на выходе стоят узкополосные усредняющие устройства (инерционные выходные приборы, фильтры и т. п.), которые сглаживают ошибку, в результате чего она приобретает вид нормального случайного процесса, рассмотренного в гл. 1. Нормальный случайный процесс, как было показано выше, полностью характеризуется средним и среднеквадратичным значениями. Поэтому и ошибку систем телеизмерения удобно характеризовать величинами среднего и среднеквадратичного значения. Среднеквадратичная ошибка характеризует величину хаотического отклонения («болтанку») показаний вокруг некоторого среднего значения. Средняя ошибка—уход среднего значения параметра под воздействием помех.

Среднеквадратичная ошибка может быть уменьшена за счет уменьшения быстродействия путем интегрирования ошибки на выходе системы, например при включении простого RC-фильтра в цепь выходного прибора или шунтированием прибора емкостью. Средняя ошибка при этом не изменяется. Поэтому для измерения средней ошибки может быть использовано интегрирование ошибки за достаточно большое время.

Для измерения среднеквадратичной ошибки необходимо иметь прибор, вычисляющий интеграл от квадрата разности значений передаваемого и принимаемого параметров, так как по определению среднеквадратичная ошибка равна:

$$\delta_{\text{ср.кв}} = \sqrt{\int [\lambda(t) - \lambda'(t)]^2 \, dt}, \qquad (106)$$

где $\lambda(t)$ — передаваемое значение параметра;

$\lambda'(t)$ — принимаемое значение параметра.

При измерениях ошибки с помощью такого устройства выходной показывающий прибор системы телеизмерения должен быть заменен эквивалентным ему по

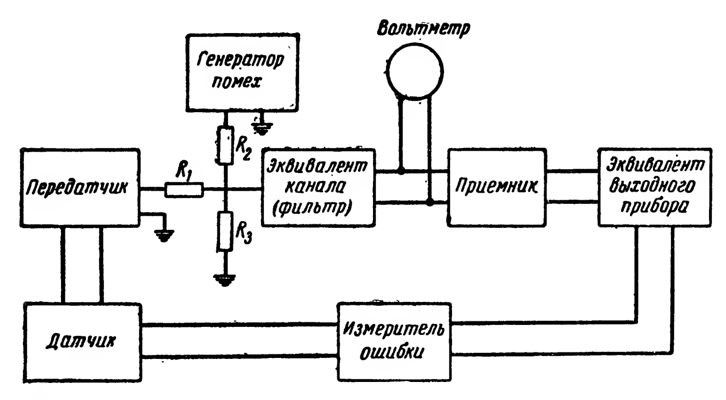


Рис. 39. Схема измерения помехоустойчивости системы телеизмерения.

частотным характеристикам электрическим фильтром. Схема экспериментального исследования помехоустойчивости с измерителем ошибки приведена на рис. 39.

Среднеквадратичная ошибка может быть определена также и по осциллограммам самописца.

При испытаниях следует выбирать самопишущий прибор с такой же постоянной времени, как у выходного прибора системы. Замерив по осциллограмме величины ошибок в моменты времени, отстоящие один от другого на величину порядка T (T — быстродействие приемника), можно определить абсолютную среднеквадратичную ошибку по формуле

$$\delta_{ср.кв} = \frac{\sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \ldots + \delta_n^2}}{n}, \qquad (107)$$

где n — число замеров;

δ_i — абсолютная ошибка при i-м замере.

Для грубой оценки среднеквадратичной ошибки можно использовать известную зависимость между среднеквадратичным и максимальным значениями для нормального случайного процесса (так называемый пикфактор шума):

$$\delta_{ср.кв} = \frac{\delta_{макс}}{3}. \qquad (108)$$

Максимальная ошибка, соответствующая редким большим отклонениям, может быть замерена как по осциллограммам, так и по отклонению стрелки указывающего прибора.

Системы телеизмерения удобно характеризовать приведенными значениями ошибок, т. е. отношением абсолютной ошибки δ_0 к величине всего передаваемого диапазона значений параметра,

$$\delta = \frac{\delta_0}{\lambda_{макс} - \lambda_{мин}}. \qquad (109)$$

В дальнейшем будут использоваться критерии приведенной средней и среднеквадратичной ошибок. Если закон распределения ошибки нормальный, вероятность ошибки может быть вычислена на основании известных значений $\delta_{ср}$ и $\delta_{ср.кв}$ с помощью интеграла вероятностей

$$P(\delta > \delta_1) = V\left(\frac{\delta_1 - \delta_{ср}}{\delta_{ср.кв}}\right). \qquad (110)$$

Все перечисленные выше критерии оценки помехоустойчивости должны вычисляться или определяться экспериментально при определенном отношении сиг-

нал/помеха в некоторой полосе частот. При экспериментальном исследовании удобно измерять отношение с/п в полосе входного фильтра. Однако сравнивать системы при зависимости ошибки от отношения с/п в полосе входного фильтра нельзя, так как у разных приемников могут быть различные полосы фильтров и результаты сравнения будут необъективными.

При сравнении удобно приводить отношение с/п к полосе $F_m = \frac{1}{2T}$, где T — быстродействие системы, определяемое как время, в течение которого показания на выходе приемника при скачке показаний на входе устанавливаются до величины, отличной от истинной не более чем на значение погрешности данной системы. Величина F_m представляет собой наивысшую частоту параметра, которая может быть воспринята приемником. Если бы для передачи параметра использовалась амплитудная модуляция (постоянного тока и переменного с одной боковой полосой), то полоса входного фильтра могла бы быть выбрана равной F_m.

Отношение эффективного напряжения сигнала $u_с$ к эффективному напряжению помехи $u_п$ в полосе F_m будем называть удельным отношением сигнал/помеха и обозначать через ρ_0:

$$\rho_0 = \left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{F_m} = \frac{u_с}{\sigma_0 \sqrt{F_m}} = \frac{u_m \sqrt{T}}{\sigma_0}, \qquad (111)$$

где σ_0 — удельное напряжение помехи;
T — быстродействие системы.

Удельное отношение с/п может быть легко вычислено, если известно отношение с/п в некоторой произвольной полосе Δf, по формуле

$$\rho_0 = \left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{\Delta f} \sqrt{\frac{\Delta f}{F_m}}. \qquad (112)$$

Помехоустойчивость любой системы характеризуется зависимостью среднеквадратичной и средней ошибок от параметра ρ_0. На рис. 40 изображены такие зависимости для двух систем. В любой системе имеется некоторый диапазон значений удельного отношения с/п, в котором ошибка мала и медленно растет с уменьшением сигнала. При некотором значении ρ_0, называемом обычно поро-

говым, происходит быстрый рост ошибки, причем вблизи порога резко растет средняя ошибка. Сравнивая зависимости $\delta(\rho_0)$ для различных систем, можно судить о достоинствах и недостатках систем в различных условиях. Так, например, из рис. 40 видно, что система *а* обеспечивает меньшую ошибку при сильном сигнале, но у нее раньше начинается порог, чем у системы *б*. Поэтому для грубой передачи данных ($\delta=5-10\%$) рационально использовать систему *б*, так как она позволит работать с меньшими мощностями сигнала или же получить боль-

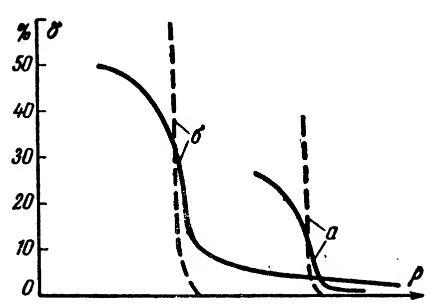


Рис. 40. Зависимость ошибки от ρ в широкополосной (*а*) и узкополосной (*б*) системах телеизмерения.

шую дальность действия при той же мощности, что и система *а*. Для точного телеизмерения ($\delta<2\%$) следует использовать систему *а* и работать при большом сигнале.

Для передачи непрерывных сообщений иногда используют дискретные системы передачи, например кодовую, число-импульсную, дискретную ШИМ и т. д. При этом возникает ошибка квантования, которую бывает необходимо учитывать и при анализе помехоустойчивости. Дело в том, что ошибка квантования и ошибка за счет помех зависят от числа уровней квантования взаимно-обратным образом. Ошибка квантования падает с ростом числа уровней квантования, а ошибка за счет помех, как будет показано ниже, при этом растет. Поэтому при выборе уровней квантования обычно исходят из некоторого компромисса и во всяком случае не используют избыточного числа уровней квантования. Среднеквадратичная ошибка квантования при условии равновероятности всех значений передаваемого параметра

и равномерном квантовании может быть определена по формуле

$$\delta_{\text{квант}} = \frac{1}{\sqrt{12}\,(2^n - 1)}, \tag{113}$$

где 2^n — число уровней квантования.

20. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИ СЛАБЫХ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХАХ

Рассмотрим воздействие слабых флуктуационных помех на время-импульсную систему телеизмерения. На рис. 41 изображен сигнал системы ВИМ, искаженный помехой. Сплошной линией изображен переданный сиг-

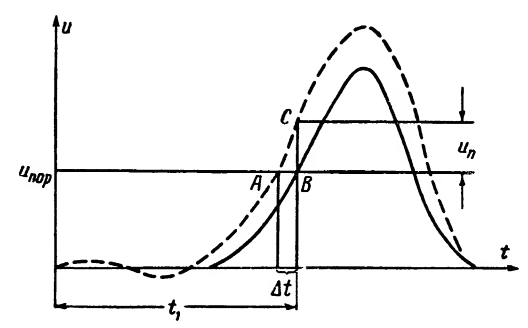


Рис. 41. Сигнал в системе ВИМ, искаженный помехой.

нал. Приемник измеряет интервал между принимаемым импульсом и тактовой точкой, которая либо известна на приемной стороне, либо передается с помощью специального синхронизирующего сигнала. Под воздействием помех появляется случайная ошибка Δt, зависящая от величины помехи в момент t_1 и крутизны фронта импульса S. Из треугольника ABC находим:

$$\Delta t = \frac{u_{\text{п}}(t)}{S + \frac{du_{\text{п}}(t)}{dt}}. \tag{114}$$

При слабых помехах $\frac{du_{\text{п}}}{dt} \ll S$. Величина Δt оказывается, таким образом, пропорциональной напряжению помехи в момент t_1 и обратно пропорциональной крутизне фронта импульсов. Так как $u_{\text{п}}$ подчинено нормальному закону,

то и ошибка Δt также будет подчинена нормальному закону; причем ее среднеквадратичное значение получится, если в (114) подставить среднеквадратичное, т. е. эффективное, значение помехи. Учитывая, что крутизна фронта импульса пропорциональна полосе пропускания приемника и амплитуде сигнала $S = \frac{1}{\mu \sqrt{2}} \Delta f u_m$, где μ — коэффициент, зависящий от формы частотной характеристики приемника и соотношения u_m и $u_{пор}$, получим следующее выражение для приведенной среднеквадратичной ошибки:

$$\delta_{ср.кв}(ВИМ) = \frac{u_п}{ST} = \frac{\mu}{\Delta f T} \frac{u_п}{u_с}. \quad (115)$$

Используя (111) и обозначая $\Delta f T = \gamma$, получим:

$$\delta_{ср.кв}(ВИМ) = \frac{\mu}{\rho_0 \sqrt{\gamma}}. \quad (116)$$

Коэффициент μ колеблется для реальных приемников в пределах 1—2. Для идеального приемника также справедлива формула (116) при $\mu = 0{,}25$. Введенный нами коэффициент μ показывает, насколько полоса данной системы больше полосы системы с амплитудной модуляцией $(2F_m)$, поэтому его целесообразно назвать коэффициентом широкополосности. Как видно из (116), ошибка за счет слабых помех уменьшается с увеличением коэффициента широкополосности. Происходит это потому, что с расширением полосы крутизна фронта импульсов растет быстрее, чем эффективное напряжение помехи.

Из (116) также видно, что ошибка при ВИМ падает с ростом ρ_0. Параметр ρ_0 пропорционален напряжению сигнала и быстродействию системы T. Чем ниже быстродействие, тем больше ρ_0 и тем выше помехоустойчивость.

Анализ помехоустойчивости других видов модуляции показывает, что во всех случаях, кроме АМ, расширение полосы при соответствующем увеличении девиации частоты в ЧМ, индекса модуляции в ШИМ и т. п. позволяет повысить помехоустойчивость при слабых помехах. В табл. 12 даны формулы для расчета среднеквадратичной ошибки при различных видах модуляции для случая

Таблица 12

Вид модуляции	Квадрат среднеквадратичной ошибки	Средняя ошибка	Примечание
ВИМ-АМ	$\frac{L}{\rho_0^2\gamma}+\frac{0,1\rho_0\sqrt{\gamma}}{L^2}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$\frac{0,25\rho_0\sqrt{\gamma}}{L}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	
ШИМ-АМ	$\frac{L}{\rho_0\gamma}+\frac{2,8}{\rho_0\sqrt{\gamma}}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	
ЧМ	$\frac{0,08}{\rho_0^2\gamma^2}+\frac{0,16}{\gamma}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$0,5e^{-\frac{\rho_0^2}{2\gamma}}$	$\gamma=\frac{\Delta f}{2F_m}$, где F_m — полоса выходного фильтра
ЧИМ-АМ	$\frac{0,7k}{\rho_0^2\gamma^2}+\frac{0,5k^2\rho_0}{\gamma\sqrt{\gamma}}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$\frac{0,35k\rho_0}{\sqrt{\gamma}}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$k=\frac{\Delta f}{f_в}$, где $f_{в\,(н)}$—макс (мин) частота следования импульсов. Принято $f_в \gg f_н$
КИМ-АМ	$\frac{0,08}{2^n-1}+\frac{0,1}{L}\frac{\rho_0}{\sqrt{\gamma}}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$\frac{0,35\rho_0}{\sqrt{\gamma}}e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	n — число импульсов в коде $\Delta f\tau_и=1$

$\rho_0=\left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{F_m=\frac{1}{2T}}=\left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{\Delta f}\sqrt{2\Delta fT}$; $\gamma=\Delta fT=\frac{\Delta f}{2F_m}$; Δf — полоса порогового приемника до детектора; T — быстродействие системы; L — число циклов усреднения $\left(L=\frac{T}{T_ц}\right)$.

ограниченной амплитуды сигнала. При слабых флуктуационных помехах второй член выражений мал и им можно пренебречь. Как видно из таблицы, при всех видах модуляции ошибка обратно пропорциональна удельному отношению с/п. Зависимость ошибки от γ несколько различна. Для ЧМ и ЧИМ ошибка обратно пропорциональна первой степени γ, а для ВИМ и ШИМ $\sqrt{\gamma}$.

Вследствие этого при одинаковой амплитуде сигнала и полосе частот частотная модуляция может обеспечить более высокую помехоустойчивость при слабых помехах, чем ВИМ и ШИМ.

Анализ показывает, что увеличение частотной девиации в ЧМ или временной в ВИМ, сопровождаемое увеличением полосы частот, повышает помехоустойчивость только до некоторого предела. Это объясняется тем, что с расширением полосы увеличивается напряжение помех и, начиная с некоторого значения, помехи уже нельзя считать слабыми.

21. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИ СИЛЬНЫХ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХАХ

Флуктуационные помехи, как известно, характерны тем, что, помимо частых небольших выбросов, они могут образовывать редкие большие выбросы, подобные по форме передаваемому сигналу. Под воздействием таких помех в рассматриваемой в предыдущем параграфе системе ВИМ может возникнуть ложный импульс, причем если он придет до рабочего импульса, он будет воспринят приемником вместо рабочего, в результате чего возникнет ошибка. В отличие от ошибок за счет колебаний фронта импульса, которые обычно малы, но происходят часто, ошибки за счет выбросов происходят редко, но велики по своим значениям. Если в системе ВИМ нет усреднения за несколько периодов, то ошибка за счет одного ложного выброса может достигать 100%.

Для определения среднеквадратичной ошибки при сильных помехах необходимо знать вероятности различных ошибок, так как

$$\delta_{\text{ср.кв}} = \sqrt{\int P(\delta)\delta^2 d\delta}. \qquad (117)$$

Рассмотрим воздействие на систему ВИМ относительно сильных помех, т. е. таких, под воздействием

которых за время цикла $T_ц$ изредка возникает один ложный импульс, а два ложных импульса возникают настолько редко, что вероятностью этого события можно пренебречь. Пусть рабочий импульс длительностью $\tau_и$ передается в момент t_k, а ложный возникает в момент $t_i < t_k$. Тогда приемник, реагирующий на первый импульс, воспроизведет сообщение с ошибкой за один цикл, равной $\delta_i = \frac{t_i - t_k}{T_ц}$. Вероятность этой ошибки равна вероятности возникновения ложного импульса за интервал времени от t_i до $t_i + dt_i$. Эта вероятность пропорциональна длине интервала dt_i и не зависит от положения этого интервала на оси времени:

$$P(\delta_i) = M dt_i, \tag{118}$$

где M — среднее число ложных импульсов, возникающих в единицу времени. Ошибка может возникнуть и за счет подавления рабочего импульса. Однако при $\frac{T_ц}{\tau_и} \gg 1$ вероятностью этого события можно пренебречь. Подставляя $P(\delta_i)$ и δ_i в (117) и интегрируя по t_i от 0 до t_k, получим значение среднеквадратичной ошибки. Оно оказывается зависящим от положения рабочего импульса t_k, т. е. от передаваемого параметра. Максимальная ошибка будет при $t_k = T_ц$. Она равна:

$$\delta'_{ср.кв}(ВИМ) = \left(\frac{MT_ц}{3L}\right)^{\frac{1}{2}}. \tag{119}$$

Здесь L учитывает усреднение показаний за L циклов на выходе приемника.

Аналогичным образом может быть найдена средняя ошибка. Она также максимальна при $t_k = T_ц$, но не зависит от усреднения на выходе,

$$\delta'_{ср}(ВИМ) = \frac{MT_ц}{2}. \tag{120}$$

Величина M зависит от соотношения помехи и порогового уровня приемника и от формы его частотной характеристики. Для узкополосного приемника $(\Delta f \ll f_0)$

с прямоугольной частотной характеристикой и полосой Δf среднее число ложных импульсов, превышающих уровень $u_{пор}$, равно [Л. 3]:

$$M = 0{,}7\Delta f \frac{u_{пор}}{u_п} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{u_{пор}}{u_п}\right)^2}, \qquad (121)$$

где $u_п$ — эффективное напряжение помехи в полосе Δf.

Пороговый уровень обычно выбирается равным

$$u_{пор} = 0{,}5 u_m = \frac{1}{\sqrt{2}} U_с.$$

Подставляя M в (119), получим:

$$\delta'_{ср.кв}(ВИМ - АМ) = \frac{0{,}4\sqrt{\Delta f T}}{L}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^{1/2}_{\Delta f} e^{-\frac{1}{8}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2}. \qquad (122)$$

Средняя ошибка соответственно равна:

$$\delta'_{ср}(ВИМ - АМ) = 0{,}25\frac{\Delta f T}{L}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{\Delta f} e^{-\frac{1}{4}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2}. \qquad (123)$$

В табл. 11 приведены формулы для ошибки, выраженные через ρ_0 и коэффициент широкополосности γ.

Наличие экспоненциальной зависимости ошибки от отношения $\frac{U_с}{U_п}$ свидетельствует о весьма резком росте ошибки при уменьшении сигнала. Так как напряжение шума пропорционально корню квадратному из полосы, то сужение полосы приводит к уменьшению ошибки, причем также весьма резкому.

Из (122) может показаться, что ошибка всегда уменьшается с ростом L, т. е. с усреднением. Это не совсем так. Следует различать два случая усреднения. Если усреднение за L циклов сопровождается одновременным снижением быстродействия, то ошибка будет всегда уменьшаться. Если же быстродействие не может быть изменено, а усреднение достигается уменьшением длительности цикла, то ошибка будет уменьшаться, только если полоса приемника остается постоянной.

Чаще сохраняется постоянным отношение $\frac{T_ц}{\tau_и} = \Delta f T_ц$.

При этом с уменьшением $T_ц$ растет полоса, что приводит к увеличению напряжения помехи и росту ошибки. Подробнее усреднение рассмотрено в § 25.

Сравнивая (122) и (123), легко заметить, что при $MT_ц \ll 1$, что справедливо при относительно сильных помехах и не слишком большом L, средняя ошибка будет меньше среднеквадратичной. По мере увеличения уровня помех за один цикл начнут все чаще возникать несколько ложных импульсов. При этом изменится соотношение между средней и среднеквадратичной ошибками. Средняя ошибка начнет превышать среднеквадратичную. При этом для ВИМ величины ошибок становятся настолько большими, что практически не имеет смысла рассчитывать ошибку при сильных помехах. Так, при $MT_ц = 0{,}25$ и $L = 4$ максимальные ошибки равны $\delta_{ср.кв} = 14\%$ и $\delta_{ср} = 12\%$. Условие $MT_ц = 0{,}25$ соответствует определенному отношению $\frac{u_с}{u_п}$ на входе приемника. Расчеты показывают, что оно выполняется, а значит, справедливы формулы для относительно сильных помех при $\frac{u_с}{u_п} \geqslant 4{,}5 - 5$ (меньшее значение соответствует $\gamma = 20$, а большее $\gamma = 100$).

Рассмотрим приемник широтно-импульсной модуляции, производящий формирование сигнала на уровне $u_{пор}$ и измеряющий длительность сформированных импульсов, например по среднему току. Воздействие сильных флуктуационных помех на систему ШИМ имеет много общего с ВИМ. Помехи также образуют ложные импульсы или подавляют переданные. Однако в ШИМ как возникновение ложного импульса, так и подавление сигнала, с которым необходимо считаться, вызывает ошибку, равную отношению длительности выброса $\tau_в$ к длительности цикла $T_ц$, т. е. значительно меньшую, чем в ВИМ. При равновероятности подавления сигнала и возникновения ложного импульса среднеквадратичная ошибка в ШИМ не зависит от передаваемого параметра и равна:

$$\delta'_{ср.кв}(\text{ШИМ}) = \left(\frac{MT_ц}{L}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{\tau_в}{T_ц}. \tag{124}$$

Ошибка в ШИМ при сильных помехах оказывается, таким образом, в $\frac{T_ц}{\tau_в}\sqrt{3}$ раз меньше, чем в ВИМ. Величина M для узкополосного приемника ШИМ также может быть рассчитана по формуле (121), а средняя продолжительность выброса согласно [Л. 3] — по формуле

$$\bar{\tau}_в = \frac{2}{\Delta f}\cdot\frac{u_п}{u_с}. \quad (125)$$

Подставляя (121) и (125) в (124), получим:

$$\delta'_{ср.кв}(ШИМ - АМ) = \frac{1,4}{\sqrt{\Delta f T_ц L}}\left(\frac{u_п}{u_с}\right)^{\frac{1}{2}}_{\Delta f} e^{-\frac{1}{8}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2}. \quad (126)$$

Формула (126) справедлива при $\frac{u_с}{u_п} \geqslant 4,5$. В отличие от ВИМ ошибка в ШИМ во всем диапазоне относительно сильных помех может быть достаточно малой, особенно при больших $T_ц/\tau_в$. Так, например, при $\Delta f T_ц = 25$, $L = 1$ и $\frac{u_с}{u_и} = 4,5$ ошибка равна 0,2%.

Для средней ошибки в ШИМ может быть выведена формула, справедливая не только при относительно сильных помехах, но и при сильных. Средняя ошибка в ШИМ при сильных помехах зависит от передаваемого параметра. Она максимальна при крайних значениях длительности передаваемых импульсов. Максимальное значение средней ошибки равно:

$$\delta'_{ср}(ШИМ - АМ) = MT_ц\frac{\bar{\tau}_в}{T_ц} = e^{-\frac{1}{4}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2_{\Delta f}}. \quad (127)$$

При $\frac{U_с}{U_п} > 5$ средняя ошибка меньше среднеквадратичной. Уменьшение сигнала приводит к резкому росту средней ошибки. Так, если при $\frac{u_с}{u_п} = 5$ $\delta'_{ср} = 0,2\%$, то при $\frac{u_с}{u_п} = 4$ $\delta'_{ср} = 1,8\%$, а при $\frac{u_с}{u_п} = 3$ $\delta'_{ср} = 10\%$.

Примерно теми же преимуществами по сравнению с ВИМ обладает при сильных помехах ЧИМ II. Если в ЧИМ частота импульсов изменяется от $f_н$ до $f_в$, то среднеквадратичная и средняя ошибки могут быть определены по формулам

$$\delta'_{ср.кв}(ЧИМ\,II - АМ) = \frac{(MT_у)^{1/2}}{(f_в - f_н)T} =$$

$$= \frac{0{,}5}{\sqrt{\Delta f T}} \cdot \frac{\Delta f}{f_в - f_н} \left(\frac{u_с}{u_п}\right)^{1/2}_{\Delta f} e^{-\frac{1}{8}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2_{\Delta f}}; \qquad (128)$$

$$\delta'_{ср} = 0{,}5 \frac{\Delta f}{f_в - f_н} \cdot \frac{u_с}{u_п} e^{-\frac{1}{4}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2_{\Delta f}}. \qquad (129)$$

При одинаковых M, $\Delta f = f_в$ и $L = 1$ ошибка в ЧИМ в $0{,}7 \frac{u_с}{u_п}$ раз больше, чем в ШИМ, но в $0{,}6\,\Delta f T$ раз меньше, чем в ВИМ. Заметим, что ошибка в ШИМ при равновероятности подавления импульса и образования ложного импульса не зависит от передаваемого параметра, а в ЧИМ и ВИМ — зависит. В ЧИМ ошибка максимальна при крайних частотах, в ВИМ — при максимальном временном смещении импульса.

При кодово-импульсной модуляции действие помех также проявляется в подавлении рабочих импульсов или возникновении ложных. Однако в отличие от ШИМ и ЧИМ искажение одного импульса может вызвать большую ошибку, так как один i-й импульс кода имеет вес 2^i.

Среднеквадратичная ошибка при КИМ равна:

$$\delta'_{ср.кв}(КИМ) = \left[\frac{4^n - 1}{3(2^n - 1)^2 L} P_1\right]^{1/2}, \qquad (130)$$

где P_1 — вероятность искажения одного импульса кода;
L — число периодов усреднения на выходе;
n — число импульсов в коде.

При $n \gg 1$

$$\delta'_{ср.кв}(КИМ) = \left(\frac{P_1}{3L}\right)^{1/2}; \qquad (131а)$$

$$\delta'_{ср}\,(КИМ) = P_1. \qquad (131б)$$

Для узкополосного порогового приемника с порогом $U_{пор} = 0{,}5U_m$ и $\Delta f = \frac{1}{\tau_п}$ можно считать, что $P_1 = M\tau_и = \frac{M}{\Delta f}$. Тогда для больших n получим:

$$\delta'_{ср.кв}\,(КИМ) = \frac{0{,}4}{\sqrt{L}} \left(\frac{u_с}{u_п}\right)^{1/2} e^{-\frac{1}{8}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2_{\Delta f}}; \qquad (132)$$

$$\delta'_{ср}\,(КИМ) = 0{,}5\frac{u_с}{u_п}\, e^{-\frac{1}{4}\left(\frac{u_с}{u_п}\right)^2_{\Delta f}}. \qquad (133)$$

При одном и том же отношении $\frac{u_с}{u_п}$ на входе приемника ошибка в КИМ оказывается больше, чем в ШИМ и ЧИМ. Однако это не означает, что КИМ обладает худшей помехоустойчивостью. Как уже говорилось выше, сравнивать системы следует не при одинаковых отношениях $\frac{u_с}{u_п}$ на входе, а при равенстве удельной помехи и быстродействия систем.

Вследствие различных входных полос приемника отношения с/п на входе могут в условиях одних и тех же помех быть различными. При тех же быстродействии и точности входная полоса в КИМ обычно выбирается более узкой, чем в ШИМ и ЧИМ. Вследствие этого при КИМ можно принимать сигнал при более сильных удельных помехах. Рассмотрим числовой пример. Для обеспечения точности 1% произведение ΔfT в ШИМ выбирается часто равным 50—100, т. е. $\Delta f = \frac{100}{T}$. В КИМ для обеспечения той же точности используется код из семи импульсов и полоса $\Delta f = \frac{2}{\tau} = \frac{4n}{T} = \frac{28}{T}$, т. е. значительно меньше, чем в ШИМ. Так как $u_п = \sigma_0\sqrt{\Delta f}$, то отношение $\frac{u_с}{u_п}$ в КИМ при том же сигнале и той же

удельной помехе получится в 1,9—2,6 раза больше, и соответственно этому будет значительно меньше ошибка.

Анализ помехоустойчивости ЧМ при сильных помехах несколько более сложен. Поэтому приведем только результирующие формулы:

$$\delta'_{\text{ср.кв}}(\text{ЧМ}) = \frac{0,4}{\sqrt{\Delta f T}}\, e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{u_\text{с}}{u_\text{п}}\right)^2_{\Delta f}}; \qquad (134)$$

$$\delta'_{\text{ср}}(\text{ЧМ}) = 0,5\, e^{-\left(\frac{u_\text{с}}{u_\text{п}}\right)^2_{\Delta f}}. \qquad (135)$$

На рис. 42 приведены зависимости ошибок от отношения $\frac{u_\text{п}}{u_\text{с}}$ на входе ЧМ приемника для различных значений отношения полосы входного фильтра к полосе выходного фильтра. Как и при других видах модуляции ошибка в случае сильных помех в системе ЧМ очень быстро падает по мере сужения полосы входного фильтра Δf.

В табл. 11 приведены формулы для среднеквадратичных ошибок при слабых и относительно сильных помехах и средней ошибки при сильных помехах, выраженные через обобщенные параметры ρ_0 и γ. Первый член выражений соответствует слабым помехам, второй — относительно сильным. При КИМ первый член выражает ошибку квантования.

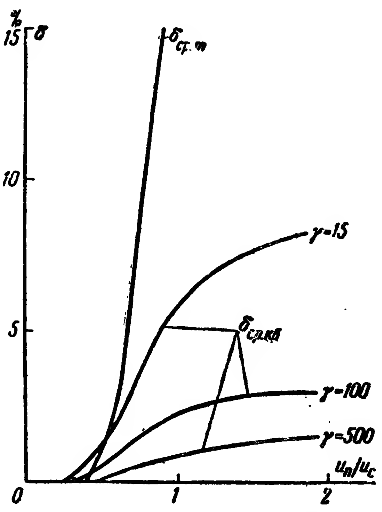


Рис. 42. Зависимость ошибок от $\frac{u_\text{п}}{u_\text{с}}$ при частотной модуляции.

Проведенный анализ помехоустойчивости показывает, таким образом, что при всех рассмотренных видах модуляции ошибка за счет сильных помех падает при суже-

нии полосы входного устройства и соответствующего уменьшения девиации или числа импульсов в коде. Однако по мере сужения полосы падает и уровень помех, и, начиная с некоторого значения, их уже нельзя считать сильными. При слабых помехах сужение полосы ухудшает помехоустойчивость. Очевидно, что существует оптимальная полоса, при которой ошибка будет минимальна. Вопрос выбора оптимальных параметров, т. е. оптимальной полосы, оптимальной девиации в ЧМ, ВИМ и ШИМ или оптимального числа импульсов в коде, является весьма важным, поэтому он подробно рассмотрен в следующем параграфе.

22. ОПТИМАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ ТЕЛЕИЗМЕРЕНИЯ

Сравнение результатов анализа помехоустойчивости при слабых и сильных помехах свидетельствует о том, что минимальная ошибка будет получаться на границе слабых и сильных помех. При этом ошибка за счет слабых помех, получающаяся, например, за счет колебаний фронта импульсов, будет примерно равна ошибке за счет сильных помех, т. е. выбросов.

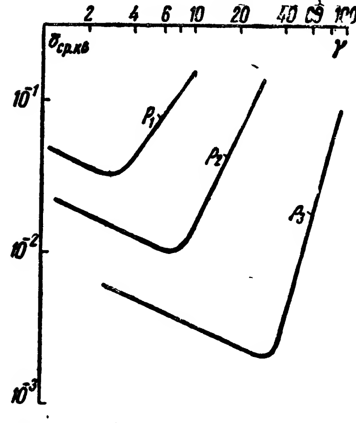


Рис. 43. Зависимость ошибки от коэффициента широкополосности γ.

На рис. 43 представлена зависимость ошибки в системе ВИМ от временной девиации при условии постоянства сигнала, удельной помехи и быстродействия системы ($\rho_0 = \text{const}$). Как видно из кривых, имеется явно выраженный минимум ошибки. Аналогичные зависимости имеют место и при других видах модуляции. В ШИМ, ЧИМ и ЧМ оптимум выражен менее ярко. На рис. 44 приведены зависимости оптимального значения $\gamma_{опт}$ от параметра ρ_0 для различных модуляций. Параметр ρ_0 вычисляется по формуле (111). По $\gamma_{опт}$ легко определяется оптимальная полоса и соответствующая ей частотная или временная девиации.

Как видно из кривых, оптимальная полоса зависит от соотношения сигнала, удельной помехи и быстродействия. При проектировании системы удельная помеха может быть неизвестна. Кроме того, уровень сигнала часто тоже должен быть выбран. Заданной обычно является допустимая общая погрешность системы. Если предполагается, что сигнал будет передан по каналу с помехами и представляет интерес обеспечить максимальную дальность действия или передавать сигнал с минимальной амплитудой или мощностью, то проек-

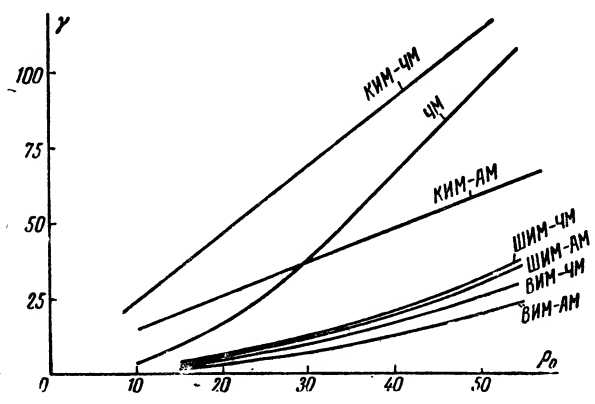


Рис. 44. Оптимальные значения коэффициента широкополосности.

тировщик может выбрать оптимальную полосу по величине допускаемой ошибки за счет помех. Ошибка за счет помех выбирается обычно равной половине или одной трети от общей погрешности системы. На рис. 45 приведены зависимости ошибки за счет помех от параметра ρ_0 для различных видов модуляции, причем коэффициент широкополосности для каждого ρ_0 считался равным оптимальному. На основании этих кривых можно определить минимально допустимое $\rho_{0мин}$, которое при оптимальных параметрах обеспечит заданную ошибку δ.

Пусть, например, рассчитывается система ЧМ с погрешностью $0{,}5\%$ и быстродействием $T=1$ *сек*. Выбираем ошибку за счет помех равной $0{,}2\%$. Тогда по кривой рис. 45 находим $\rho_{0мин}=15$. По кривым рис. 44 находим $\gamma_{опт}$ при $\rho_0=15$. В рассматриваемом примере

$\gamma_{опт} = 11$. Полоса частот равна $\Delta f = \gamma \cdot 2F_m = 11$ *гц*. Соответственно оптимальная девиация равна 5,5 *гц*. Как видно из примера, оптимальные полосы для медленно действующих систем телеизмерения весьма малы, причем они тем меньше, чем ниже быстродействие и больше погрешность. Например, для ЧМ при $T = 4$ *сек* и ошибке за счет помех $\delta = 0,5\%$ $\gamma_{опт} = 6,0$, $\Delta f_{опт} = 1,5$ *гц*. Такие полосы не всегда могут быть реализованы.

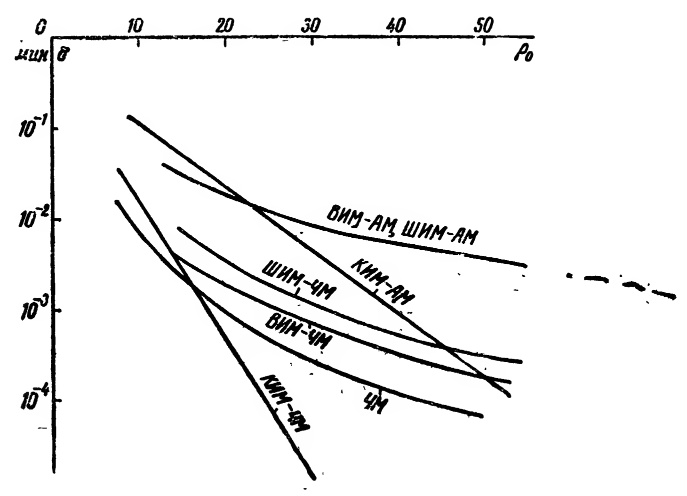


Рис. 45. Минимальные ошибки при различных видах модуляции с оптимальными параметрами.

Вопросы реализации оптимальных параметров, а также сравнения систем при неоптимальных параметрах рассмотрены ниже. С точки зрения оценки возможностей того или иного метода передачи целесообразно сравнивать различные модуляции при оптимальных параметрах. На рис. 45 даны зависимости ошибки от удельного отношения с/п для различных видов модуляции при $\gamma = \gamma_{опт}$ для случая ограниченной амплитуды сигнала и приемников с запоминанием при импульсных методах передачи. Как видно из кривых, наилучшую помехоустойчивость в диапазоне ошибок $10^{-2} \div 10^{-3}$ обеспечивает частотная модуляция.

Из рисунка также видно, что при оптимальных параметрах ВИМ и ШИМ равноценны и уступают ЧМ. Вто-

ричная частотная модуляция в КИМ, ВИМ и ШИМ повышает их помехоустойчивость, однако она все же остается хуже ЧМ при $\delta > 10^{-3}$. При сильном сигнале КИМ-ЧМ становится более помехоустойчивой, чем ЧМ.

23. РЕАЛИЗАЦИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ

На практике осуществление оптимальных по помехоустойчивости значений полос и девиаций встречает ряд трудностей, связанных в основном с нестабильностью параметров принимаемого сигнала и нестабильностью аппаратуры. В частотных системах эти трудности вызываются нестабильностью несущей частоты передатчика, параметров частотного дискриминатора и фильтров приемника, причем трудности возрастают с повышением частоты несущей. В диапазоне частот порядка сотен герц при стабильности частоты генератора порядка 10^{-4} и выше, используя девиацию в 10—15 *гц*, можно обеспечить погрешность 0,2—0,3%. Такая девиация является оптимальной при быстродействии $T = 0{,}5$ *сек.* Чем ниже быстродействие, тем труднее обеспечить оптимальную полосу. С точки зрения получения минимальной ошибки за счет помех целесообразно поэтому при малом быстродействии работать с низкими несущими частотами или же использовать вторичную модуляцию с низкими поднесущими. Следует, однако, помнить, что уменьшение быстродействия само по себе всегда повышает помехоустойчивость, даже если полоса при этом остается постоянной, т. е. оптимальные параметры не реализуются. Одновременное сужение полосы вплоть до оптимальной привело бы, конечно, к более быстрому уменьшению ошибки с ростом T.

В системах с импульсными видами модуляции типа ВИМ и ШИМ осуществление оптимальных полос встречает значительные трудности, связанные с нестабильностью амплитуды сигнала. Как уже говорилось выше, при оптимальных параметрах ошибка от флуктуаций фронта импульса должна составлять примерно половину допустимой общей ошибки за счет помех. Это означает, что следует работать с весьма пологими фронтами импульсов, по длительности в несколько раз превышающими допустимую ошибку.

При этом всякое изменение амплитуды сигнала при постоянном пороге приемника будет создавать погреш-

ность. Амплитудные погрешности могут быть уменьшены путем введения следящего порога, изменяющегося пропорционально сигналу или путем введения автоматической регулировки усиления (АРУ). Однако такие системы хорошо работают только при плавно изменяющемся сигнале. Следует заметить, что в ШИМ оптимальные полосы примерно в 1,5 раза больше, чем в ВИМ, и, следовательно, они проще реализуются. Кроме того, зависимость ошибки от коэффициента широкополосности γ выражена менее резко. Поэтому отклонение от оптимальных параметров в ШИМ вызывает менее значительное ухудшение помехоустойчивости, чем в ВИМ.

Введение вторичной частотной модуляции в системах с ВИМ и ШИМ (ВИМ-ЧМ, ШИМ-ЧМ) несколько уменьшает оптимальные значения γ, но осуществление оптимальных параметров облегчается, так как при этом нестабильность амплитуды не приводит к большим ошибкам, а стабильность частоты, как правило, всегда выше стабильности амплитуды.

Несколько проще обстоит дело с реализацией оптимальных параметров в КИМ. Число импульсов при КИМ, определенное исходя из ошибки квантования, близко к оптимальному. Для реализации оптимальной полосы необходимо лишь выполнить условие $\Delta f = \frac{1}{\tau_и}$. При больших длительностях трудно осуществить узкие полосы входных устройств при передаче импульсов на несущей. После детектора оптимальная полоса легко реализуется. Неоптимальность полосы по высокой частоте не позволяет, однако, реализовать потенциальную помехоустойчивость. Следует также отметить, что нерационально уменьшать полосу на выходе детектора простым увеличением его постоянной времени, так как при этом время заряда емкости детектора всегда будет меньше времени разряда. Вследствие этого шумовые выбросы будут мало уменьшаться по амплитуде, а лишь затягиваться по длительности и накладываться один на другой.

Более целесообразно после детектора с малой постоянной времени включать RC-фильтр, обеспечивающий узкую полосу частот. Это замечание справедливо и для систем ВИМ и ШИМ. Оптимальная полоса для импульсов с высокочастотным заполнением равна

$\Delta f_{\text{опт}} = \frac{1}{\tau}$. Возможность осуществления такой полосы до детектора определяется, так же как и в ЧМ, стабильностью несущей частоты. Однако в отличие от ЧМ, где нестабильность частоты составляет абсолютную погрешность передачи, в КИМ нестабильность не должна приводить лишь к уходу передаваемой частоты за пределы полосы пропускания приемника. Кроме того, всегда легче получить высокую стабильность генератора одной частоты, чем генератора, управляемого по частоте. Поэтому в КИМ реализовать оптимальные параметры легче, чем в ЧМ, не говоря уже о ВИМ и ШИМ.

Заметим, что для систем с КИМ, принимающих импульсы поэлементно, оптимальный приемник полностью совпадает с оптимальным приемником дискретных систем, описанным в гл. 3. Поэтому аналогичны и трудности его реализации. Справедливыми являются и все выводы о помехоустойчивости различных приемников.

24. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ ТЕЛЕИЗМЕРЕНИЯ ПРИ ПАРАМЕТРАХ, ОТЛИЧНЫХ ОТ ОПТИМАЛЬНЫХ

Трудности реализации оптимальных полос приводят к тому, что системы телеизмерения работают часто при излишне широких полосах частот и соответственно излишне больших девиациях. Так, например, существуют системы с погрешностью 1% и быстродействием $T=4$ *сек*, работающие с полосами $\Delta f = 50$—100 *гц*. Для таких систем γ в сотни раз превышает оптимальное значение. Помехоустойчивость этих систем значительно ниже возможной.

Излишняя широкополосность систем не только ухудшает помехоустойчивость, но и изменяет характер зависимости ошибки от отношения сигнал/помеха. На рис. 40 приведены зависимости ошибки от удельного отношения с/п для широкополосной и узкополосной систем (т. е. при одной и той же удельной помехе и постоянном сигнале). В широкополосной системе ошибка меньше при сильном сигнале, однако в ней, начиная с некоторого значения $\rho_{\text{пор}}$, наступает резкое увеличение ошибки. В узкополосной системе ошибка больше при сильном сигнале, но она растет более плавно с ростом помехи и обеспечивает меньшую ошибку при слабом сигнале,

т. е. имеет более низкий порог. С точки зрения максимального использования мощности передатчика выгодно иметь систему с низким порогом, а для этого необходимо выбирать такую полосу, чтобы допустимая ошибка обеспечивалась даже вблизи порога. Излишняя широкополосность всегда повышает пороговое значение сигнала.

По условиям реализации, однако, приходится в ряде случаев строить излишне широкополосные системы. При этом с ошибкой от слабых помех, например за счет колебаний фронта импульсов, можно практически не считаться. Зависимость ошибки от отношения с/п имеет при этом ярко выраженный пороговый характер, и систему удобно характеризовать пороговым значением удельного отношения с/п, т. е. $\rho_{пор}$. Справедлива и обратная зависимость, а именно, если в реальной системе наблюдается резко выраженный пороговый характер изменения ошибки от отношения с/п, то система излишне широкополосна. Сужение полосы в этом случае всегда будет приводить к повышению помехоустойчивости.

Расчёт помехоустойчивости излишне широкополосных систем следует производить по формулам для сильных помех, по которым можно определить минимально допустимое значение с/п на входе приемника. Справедливыми также являются выводы по сравнению различных способов передачи при сильных помехах. В качестве примера определим $\left(\frac{u_с}{u_п}\right)_{мин}$ для систем ШИМ-АМ, ВИМ-АМ при $L=3$, ЧМ и ЧИМ-АМ. Пусть для всех систем $\gamma=\Delta fT=100$, а допустимая погрешность за счет помех составляет 0,5%. По кривым рис. 44 и 45 убеждаемся, что для всех систем $\gamma>\gamma_{опт}$, т. е. все системы излишне широкополосны. Тогда, используя (122), (126), (128) и (134), находим методом подбора $\frac{u_с}{u_п}$, при котором ошибка равна 0,5%.

Полученные в результате расчета значения минимального отношения с/п на входе приемника при $\delta=0{,}5\%$ и $\gamma=100$ приведены в табл. 13.

Так как системы обладают одинаковыми входными полосами $\Delta f=\frac{100}{T}$, их можно сравнивать по отношению $\frac{u_с}{u_п}$

Таблица 13

Вид модуляции	$\frac{u_с}{u_п}$ при $\delta = 0,5\%$ и $\gamma = 100$	$\delta_{ср}$
ВИМ-АМ	7,8	$4,4 \cdot 10^{-5}$
ЧИМ-АМ	5,7	0,17%
ШИМ-АМ	4,5	0,6%
ЧМ	2,3	0,18%

на входе приемника. Как видно из таблицы, частотная модуляция позволяет работать при более сильных помехах, чем ВИМ и ШИМ, причем ШИМ оказывается значительно более помехоустойчивой, чем ВИМ и ЧИМ.

В системах с КИМ излишнее расширение входной полосы также ухудшает помехоустойчивость. Однако, как уже отмечалось, реализация оптимальной полосы в КИМ проще, чем в других видах модуляции. Вследствие этого на практике система с КИМ может оказаться значительно более помехоустойчивой, чем системы с другими видами модуляции.

В качестве примера рассчитаем систему КИМ-АМ восемью импульсами в коде. Если считать, что интервалы между импульсами равны длительности импульсов, то полоса может быть выбрана равной $\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{16}{T}$, т. е. в $\frac{100}{16} = 6,25$ раза уже, чем в рассмотренных нами выше системах. Для обеспечения среднеквадратичной ошибки $\delta = 0,5\%$ в КИМ при $L = 1$ необходимо отношение $\frac{u_с}{u_п} = 6,6$. Такое отношение будет при $\Delta f = \frac{16}{T}$. В полосе $\Delta f = \frac{100}{T}$ при этом отношение с/п будет равно $\frac{6,6}{\sqrt{6,25}} = 2,6$, т. е. система КИМ в рассмотренных условиях будет несколько хуже, чем ЧМ, но лучше всех остальных.

25. ВЛИЯНИЕ ВЫХОДНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

В системах телеизмерения с непрерывной модуляцией, например с ЧМ, на выходе приемника обычно стоит низкочастотный фильтр или стрелочный прибор,

эквивалентный по своим частотным характеристикам низкочастотному фильтру, который осуществляет интегрирование принимаемого сообщения. Очевидно, что чем у́же полоса такого фильтра, тем выше будет помехоустойчивость системы. Полосу выходного фильтра следует поэтому выбирать по возможности более узкой, но удовлетворяющей требованиям быстродействия системы $\left(\text{полоса не может быть у́же, чем } F_m = \frac{1}{2T}\right)$. Форма частотной характеристики выходного фильтра также оказывает влияние на помехоустойчивость. Чем круче спад этой характеристики, тем обычно выше помехоустойчивость. Выходные стрелочные приборы часто имеют очень пологий спад частотной характеристики, что ухудшает помехоустойчивость системы. Помехоустойчивость можно повысить, включив до прибора дополнительный фильтр с хорошей частотной характеристикой. Более строгий подход к задаче фильтрации показывает, что для каждого вида передаваемого сообщения существует оптимальная частотная характеристика фильтра, зависящая от корреляционных функций помех и сигнала. Эта характеристика может быть найдена на базе теории оптимальной фильтрации.

В системах телеизмерения с импульсными методами передачи, а также в системах с временным разделением каналов возникает задача сглаживания принимаемых дискретно во времени значений параметра. Эта задача может быть решена как путем запоминания принятого значения вплоть до момента прихода следующего, так и с помощью обычного фильтра нижних частот. Если длительность цикла постоянна, то увеличение времени усреднения и, значит, числа значений параметра, которые подвергаются усреднению, будет всегда уменьшать ошибку пропорционально корню квадратному из числа усредняемых значений. Однако это равносильно уменьшению быстродействия системы, что, как известно, всегда повышает помехоустойчивость также и в системе с памятью, путем простого увеличения длительности периода $T_ц$ и соответствующего сужения полосы.

Представляет интерес сравнить оба указанных выше способа приема, а именно, систему с усреднением за L циклов и систему с памятью при одинаковом быстродействии T. Анализ показывает, что при слабых флук-

туационных помехах и постоянном значении произведения $\Delta f T_{ц}$ оба способа эквивалентны в системах с ВИМ и ШИМ. Происходит это потому, что в системе с усреднением за L циклов ошибка в каждом из циклов будет в $\sqrt{N}$ раз больше, чем в системе с памятью, так как уменьшение цикла эквивалентно повышению быстродействия. Усреднение же уменьшает ошибку в $\sqrt{N}$ раз. Следовательно, ошибка в системе с усреднением при слабых помехах будет той же, что и в системе с памятью.

Системы с памятью, однако, могут быть выполнены более узкополосными, так как при большей длительности цикла можно работать с более пологими фронтами импульсов и, следовательно, меньшей полосой. Как более узкополосные системы с памятью обладают более низким порогом и, следовательно, позволяют работать при более сильных помехах.

Рассмотрим в качестве примера, насколько может повысить помехоустойчивость переход от системы с усреднением к системе с памятью при одновременном сужении полосы приемника. Согласно (122) ошибка в ВИМ при $L=5$, $\Delta f T=100$ и $\frac{u_с}{u_п}=4{,}5$ равна $6{,}6\%$. Переход к системе с памятью при соответствующем удлинении импульсов позволит сузить полосу в 5 раз, что означает при той же удельной помехе увеличение отношения $\frac{u_с}{u_п}$ в $\sqrt{5}$ раза. При $\frac{u_с}{u_п}=4{,}5\sqrt{5}=10$ помехи становятся слабыми, а ошибка будет равна $0{,}3\%$ т. е. значительно меньше, чем в системе с усреднением.

Аналогичные соотношения имеют место и в системах с КИМ. Системы с памятью при том же быстродействии позволяют работать с более длинными импульсами, вследствие чего помехоустойчивость их передачи возрастает (увеличивается энергия каждого импульса).

Таким образом, при импульсных методах передачи системы телеизмерения с памятью могут обеспечить более высокую помехоустойчивость, чем системы с усреднением.

В некоторых импульсных системах телеизмерения в качестве индикатора используется электронно-лучевая трубка, отклонение луча в которой пропорционально

принимаемому параметру. Одно и то же значение параметра при этом передается несколько раз. В результате интегрирования люминофором многократно переданное значение отображается ярко светящейся точкой, а случайные отклонения от него — отдельными неяркими точками. Можно показать, что система с индикатором в виде трубки уступает по помехоустойчивости системам с памятью вследствие широкополосности. Однако она обладает возможностью обеспечить малые вероятности приема ложного значения за счет, правда, увеличения вероятности подавления принимаемого значения. Система может обладать также преимуществами при некоторых специфических видах помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Харкевич А. А., Очерки общей теории связи, Гостехиздат, 1955.

2. Котельников В. А., Теория потенциальной помехоустойчивости, Госэнергоиздат, 1956.

3. Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1951.

4. Гольдман С., Теория информации, Изд. иностранной литературы, 1957.

5. Теория передачи электрических сигналов при наличии помех, под ред. Железнова Н. А., Изд. иностранной литературы, 1953.

6. Левин Б. Р., Теория случайных процессов и ее применения в радиотехнике, Изд. «Советское радио», 1957.

7. Гнеденко Б. В., Курс теории вероятности, Гостехиздат, 1954.

8. Пелегрен М., Статистический расчет следящих систем, Изд. иностранной литературы, 1957.

9. Никольс М. Х., Раух Л. Л., Радиотелеметрия, Изд. иностранной литературы, 1958.

10. Техника передачи результатов измерения по радио, Сборник переводов по радиотелеметрии, Воениздат, 1955.

11. Управление и измерение на расстоянии, ч. I и II, сборник статей, Изд. иностранной литературы, 1957 и 1959.

12. Теория информации и ее приложение, Физматгиз, 1959.

СОДЕРЖАНИЕ

ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
36	Формула (24)	$\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}$	$\frac{1}{2\pi}\int\limits_{0}^{\infty}$
36	Формула (25)	$4\int\limits_{-8}^{\infty}$	$4\int\limits_{0}^{\infty}$
37	2 сверху	невосприимчивость	восприимчивость
73	1 и 2 сверху	$\frac{R_{\text{КИМ}}}{R_{\text{ШИМ}}}$	$\frac{R_{\text{ШИМ}}}{R_{\text{КИМ}}}$
98	13 снизу	$\beta = \frac{\alpha_0}{\sqrt{3}}$	$\beta = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$
123	2-я графа, 3 строка сверху	$e^{-\frac{\rho_0^2}{8\gamma}}$	$e^{-\frac{\rho_0^2}{2\gamma}}$

Р. Р. Васильев и Г. А. Шастова, Передача телемеханической информации.

Цена 3 р. 80 к.

С 1/I 1961 г. цена 38 коп.

«БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ»

Вышли из печати в 1960 г.

Выпуск 12. *Ацюковский В. А.*, Емкостные дифференциальные датчики перемещений, ц. 2 р. 50 к.

Выпуск 13. *Малов В. С.*, Телемеханика, ц. 2 р. 50 к.

Выпуск 14. *Догановский С. А. и Иванов В. А.*, Блоки регулируемого запаздывания, ц. 1 р. 75 к.

Выпуск 15. *Ильин В. А.*, Системы телемеханики для рассредоточенных объектов, ц. 3 р. 20 к.

Выпуск 16. *Уланов Г. М.*, Регулирование по возмущению (компенсация возмущений и инвариантность), ц. 3 р.

Выпуск 17. *Волосников В. П.*, Использование вычислительных машин для автоматизации электроприводов, ц. 3 р.

Выпуск 18. *Воробьева Т. М.*, Электромагнитные муфты, ц. 5 р.

Готовятся к печати

Архангельский В. И., Бесконтактные схемы управления электроприводами реверсивных прокатных станов

Бондаренко П. С., Автоматизация процессов доменного производства с применением счетно-решающих устройств

Лернер А. Я., Принцип построения быстродействующих следящих систем-регуляторов

Ройзен С. С. и Медникова И. И., Применение магнитных усилителей в автоматизированном электроприводе постоянного тока

Лапшин А. А., Современные электронные влагомеры